

LE HAUT-PARLEUR
LA REFERENCE E NIQUE
17F
N° 1716
MAI
1985
LXe ANNÉE
ISSN 0337 1883
HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO-I REALISATIONS
EMISSION-RECEPTION
REALISEZ
UN EMETTEUR DE
TELEVISION AMATEUR
MICRO-INFORMATIQUE
INITIATION A LA
PROGRAMMATION
TSUKUBA
«EXPO'85»
HIFI
LE CD 54 ET CD 84
MARANTZ
Actualité
Vidéo
LE CAMESCOPE
VIDEO 8 SONY
BELGIQUE : 105 F.B. ● CANADA : 2,50 $ ● SUISSE : 5 F.S. ● TUNISIE : 1,49 DIN ● ESPAGNE : 300 PTAS

LE SON AGFA

AGFA STEREOCHROM HD 90

LE SON DU SON

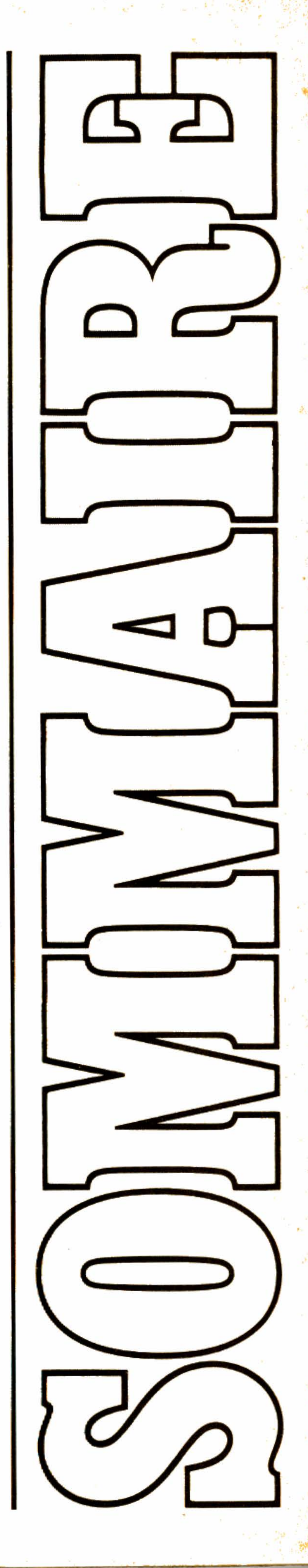
AGFA-GEVAERT Agfa

bélier

AGFA, leader incontesté chez les professionnels du son, est aussi n° 1 pour le grand public. Savoir-faire, technologie de pointe, haute performance, les qualités des bandes professionnelles AGFA sont aussi celles des cassettes AGFA.

Au grand public, AGFA propose la gamme la plus étendue du marché, ce qui permet aux utilisateurs de choisir la cassette qui correspond parfaitement à leurs besoins.

La Stéréochrom HD est une des vedettes de cette gamme. Elle restitue couleurs et nuances de la musique dans toute la richesse du son AGFA. Enregistrement après enregistrement, avec la Stéréochrom HD, vous retrouverez toujours la même perfection du son AGFA.



TSUKUBA

AUDIO – HIFI TECHNIQUE GENERALE

ELECTRONIQUE TECHNIQUE GENERALE

REALISATIONS

MESURE

MICRO-INFORMATIQUE

EMISSION RECEPTION

TELEMATIQUE

VIDEO ACTUALITE

DIVERS

TBF 3
UN GENERATEUR DE FONCTIONS NUMERIQUES

Le TBF 3, comme son nom l'indique, n'est pas le premier générateur BF dit « de fonctions » que nous avons décrit dans les colonnes de cette revue. En effet, c'est le quatrième, comme – cette fois – son nom ne l'indique pas.

– Le TBF 1, très simple a été décrit dans les nos 1513 et 1521.

– Le TBF 2, beaucoup plus récent, a été décrit dans les nos 1672 et 1673. Cet appareil ayant la particularité intéressante et inédite de posséder son propre fréquencemètre numérique incorporé !

– Le TBF 1038, le seigneur de la série, vit le jour à un moment où ce genre d'appareil était quasiment inconnu des amateurs. Sa description se fit dans les nos 1482, 1486 et 1490. C'est l'ancêtre, mais quel ancêtre ! Le TBF 1038 fournissait :

- **Triangles, sinusoïdes et rectangles.**
- **Signaux TTL à rapport cyclique variable.**
- **Fréquences allant de 2 × 10^{-2} Hz à 200 kHz.**
- **Tone-Burst.**
- **Sorties calibrées à offset.**
- **Double ampli de sortie.**

Cet appareil unique en son genre (au diable la modestie !) n'est nullement dépassé aujourd'hui et mériterait d'être monté encore !

Mais alors, pourquoi le TBF 3 ?

Nous pourrions répondre : tout simplement pour l'amour de l'art. Pour le plaisir de se frotter à un problème difficile (assez difficile pour que les... planteurs de tulipes s'y soient cassés les dents, du moins à ce qu'ils disent !). Bien entendu, aussi, pour pouvoir proposer aux lecteurs de la revue qui nous est chère, une réalisation une fois encore inédite, performante, passionnante à étudier, à fabriquer et plus encore à utiliser ! Quand vous aurez terminé cet appareil, si vous le réalisez, nous vous promettons beaucoup de plaisir, rien que dans les longues séances d'observation des signaux qu'il fournit, sur l'écran de votre oscilloscope !

C'est que le TBF 3 sort résolument des sentiers battus ! Il diffère totalement des générateurs que nous avons décrits et de ceux décrits même très récemment dans d'autres revues. Dans le TBF 3, nous franchissons le pas séparant l'analogique du digital ! Alors que tous ses concurrents sont analogiques, le TBF 3 est DIGITAL (ou numérique, si vous préférez).

Tout d'abord la **fréquence du signal de sortie est synthétisée :** elle est obtenue par l'intermédiaire de roues codeuses et a la stabilité et la précision du quartz ! Cela à **toutes les fréquences fournies !**

Mais, de plus, la **forme des signaux est synthétisée** également ! Ces formes sont mises en mémoire morte. La mémoire est lue à la fréquence souhaitée et on obtient ainsi soit un triangle parfait, soit une magnifique sinusoïde... et tous leurs dérivés, nous le verrons plus loin.

Bien entendu, ce n'est pas du tout comme cela que procèdent les générateurs de fonctions habituels. Dans tous les cas, le cœur du montage est un générateur de triangles. Le triangle est obtenu en provoquant la charge puis la décharge d'un condensateur. Pour que le triangle généré soit parfait :

– les courants de charge et de décharge doivent être parfaitement constants, ce qui n'est pas très difficile à obtenir ;

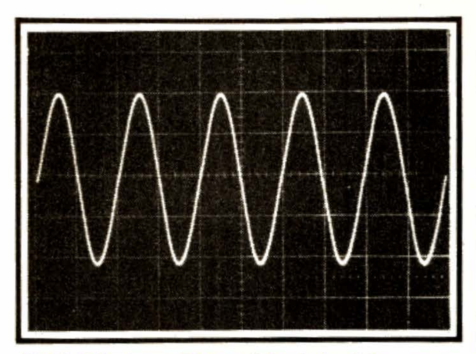


PHOTO A. – Sinusoïde à la fréquence maximale de 20 460 Hz.

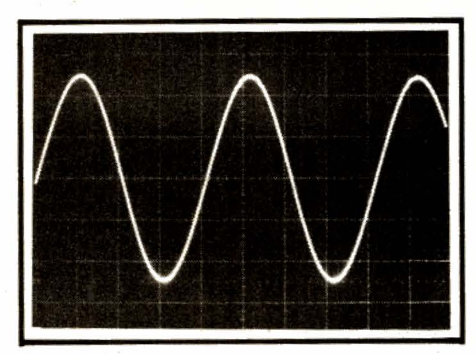


PHOTO B. – Sinusoïde à 1 000 Hz.

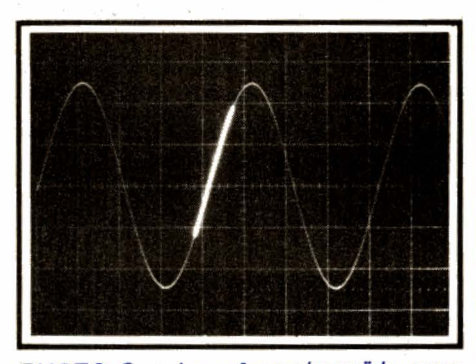


PHOTO C. – La même sinusoïde avec surbrillance par la deuxième base de temps.

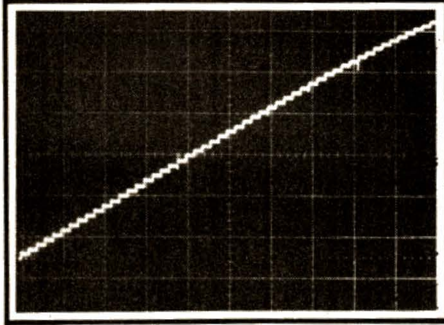


PHOTO D. – La partie surbrillée apparaît maintenant en gros plan, montrant la structure en escalier de la courbe générée.

– le courant de charge doit être rigoureusement égal à celui de décharge et c'est une condition bien plus difficile à remplir, car il faut que cette condition soit respectée à toutes les fréquences, d'abord d'un bout à l'autre d'une gamme, puis de gamme à autre. En pratique, le réglage se fait en UN POINT de la gamme, quelquefois en deux, le montage faisant le reste en tentant de conserver l'égalité aussi bien que possible. Bien entendu, il y a un écart notable entre la perfection souhaitée... et la réalité concrète !

Comme la sinusoïde de nos générateurs est un sous-produit du triangle (le triangle étant « déformé » par un **conformateur** à conduction progressive), tout défaut du triangle se retrouve dans cette sinusoïde.

Les deux circuits intégrés classiques, pour fabriquer les générateurs de fonctions, sont le ICL 8038 de Intersil et le XR 2206 de Exar. Ces deux circuits assez semblables, datant de quelque dix ans, permettent d'obtenir des taux de distorsion moyens de 1 % sans trop de difficulté. Pour descendre en dessous, il faut « jongler » avec les corrections et les astuces de montage. Il est possible d'atteindre 0,5 %, mais il est souhaitable alors de faire la vérification à la fréquence correspondant **au point de réglage,** car il est probable qu'en dehors de ce point, le résultat soit beaucoup moins flatteur !

Pour ce qui est de la stabilité en fréquence des 8038 et 2206, il est préférable de ne pas trop insister sur la question. En effet, elle serait plutôt du type « caoutchouc » ! C'est plus, c'est moins, ça monte, ça descend. Espérer mieux que 10 % de précision à court et long terme relève de l'optimisme le plus débordant !

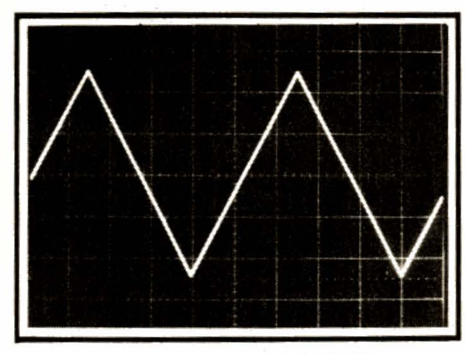


PHOTO E. – Triangle à 1 000 Hz.

Une autre difficulté des générateurs BF classiques : obtenir la même amplitude de sortie des trois formes de base : la sinusoïde, le triangle et le rectangle. De plus, difficulté annexe, le potentiel moyen des trois signaux est parfois différent et doit être corrigé en conséquence.

En conclusion, le générateur de fonctions classiques est de principe simple (charge et décharge d'un condensateur), mais il doit être assorti de multiples corrections, ajustages et réglages très difficiles à maîtriser et ne donnant jamais les mêmes performances à toutes les formes et fréquences.

Nous avons un gros défaut, lequel nous est parfois reproché : nous ne travaillons pas assez pour « la plupart des amateurs ». Nous avons la très mauvaise habitude d'être « perfectionniste » ! Nous avons le vice de croire que parmi les lecteurs existent des amateurs de belle électronique !

Que voulez-vous que nous y fassions ? La nature est ainsi faite que chacun a son propre tempérament. Le nôtre est plutôt de lorgner vers les montages de haut de gamme que vers la brocante des montages des débutants sous cultivés. Et c'est pourquoi nous vous présentons aujourd'hui le TBF 3 !

Les caractéristiques de ce nouvel appareil sont résumées ci-dessous :

Formes d'ondes délivrées

– Sinusoïdes.
– Triangles.
– Rectangulaires.
– Rampes sinusoïdales.
– Rampes linéaires.
– Sinusoïdes redressées.
– Signaux carrés TTL.

N.B. : Toute forme particulière peut être programmée si nécessaire. Une moitié seulement de la mémoire étant utilisée en version standard.

Fréquences

– Synthétisées. Par boucle à verrouillage de phase.
● Gamme de base : 100 à 1 023 Hz, au pas de 1 Hz.
● Autres gammes : × 10, / 10, / 100, / 1000. D'où une couverture de 0,1 Hz à 10 kHz en direct.
● Multiplication par deux dans toutes les gammes portant la couverture de 0,2 Hz à 20 kHz.

– Manuelles. Chaque gamme peut être couverte en variation manuelle par oscillateur libre non synthétisé, libérant de

la servitude des « pas » si le besoin s'en fait sentir.
– Vobulés. Entrée de vobulation prévue avec couverture de chaque gamme.

Amplitudes
– Calibrées. Quatre niveaux disponibles.
10 Vcc, 1 Vcc, 100 mVcc, 10 mVcc.
– Décalibrées. Chaque niveau est ajustable de 0 au maximum.
– Offset. Décalage du niveau moyen des signaux depuis le tout négatif jusqu'au tout positif.

Tone-Burst.
Modes 1/1 et 8/8 donnant des salves de 1 période ou de 8 périodes.

Performances
– Fréquence. Stabilité et précision type quartz, de 10^{-6} environ.
– Triangle. Linéarité et symétrie « mathématiques », de l'ordre de 0,2 %.
– Sinusoïde. Distorsion mesurée de l'ordre de 0,25 %. Ce résultat étant valable A TOUTES LES FREQUENCES fournies.

La lecture de ces résultats montre l'intérêt du TBF 3, dépassant nettement les performances d'un générateur ordinaire, parfois de très loin, comme pour la précision et stabilité de la fréquence. Quand nous aurons ajouté que ces résultats sont obtenus SANS AUCUN REGLAGE (le TBF 3 ne contient que trois résistances ajustables, une pour la butée de fréquence manuelle et les deux autres pour caler l'amplitude !), donc que l'on est certain que ces performances seront **reproductibles et stables dans le temps,** nous craignons fort de retrouver, d'ici peu, quelques vieux générateurs de fonctions... dans les poubelles !

On peut cependant faire un reproche au TBF 3 : ne pas monter assez haut en fréquence. C'est vrai, les signaux de base plafonnent à 20 kHz, à 20 460 Hz pour être précis. Les générateurs classiques montent souvent à 200 kHz !

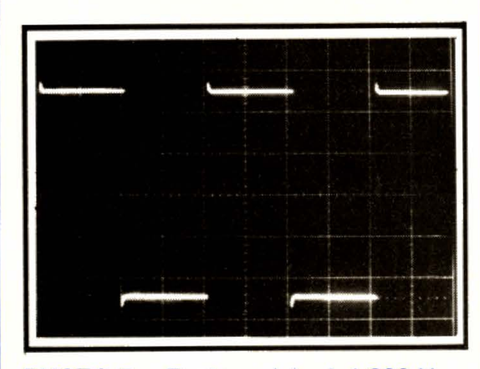
Nous pourrions vous dire que 200 kHz ce n'est plus de la BF, mais de la HF. C'est même la fréquence du fameux émetteur de Droitwich !

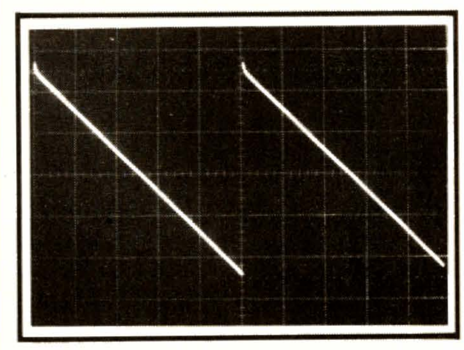
Nous pourrions dire aussi que à 200 kHz, les autres générateurs y montent peut-être, mais à quel prix : triangles à linéarité et symétrie douteuses, sinusoïdes à fort taux de distorsion... D'ailleurs, une récente description très « bichonnée » d'un montage à 2206 se limite prudemment à 100 kHz !

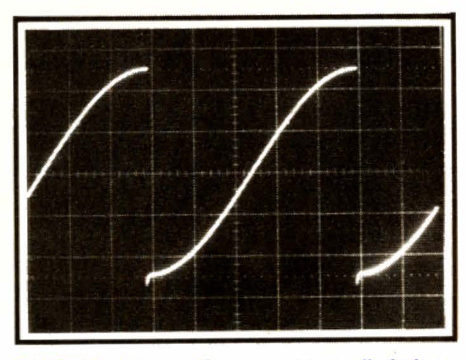
Certes, nous pourrions dire tout cela, mais franchement si nous avions pu faire mieux, nous l'aurions fait ! 20 kHz constituent le maximum possible avec des **composants grand public.** Un seul exemple : le convertisseur D/A qui nous est nécessaire vaut quelque 50 F. Pour passer à la vitesse supérieure (100 kHz, par exemple), il faut un exemplaire « ultra high speed », de prix « ultra fort ». De l'ordre de 400 F HT à l'unité, ce qui nous amène à 800 F chez le revendeur de détail. Bien entendu, les circuits périphériques du convertisseur D/A doivent suivre. Le prix de revient devient absolument incompatible avec celui d'une réalisation d'amateur. N'en parlons plus.

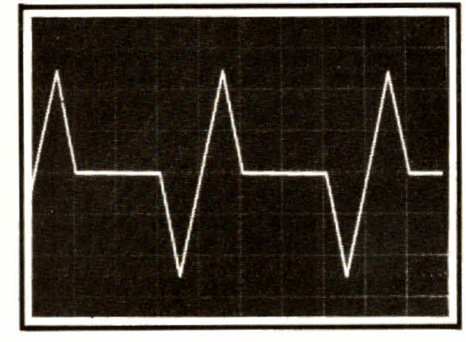
A noter que le TBF 3 permet des triangles à 1/2 amplitude, mais à fréquence double, ce qui porte dans ce cas la barre à 40 kHz, ce qui n'est pas si mal. De même, si l'on tolère une distorsion double, on peut aussi programmer la mémoire pour obtenir des sinusoïdes à 40 kHz et demi-amplitude. Cette possibilité sera offerte en option. Notons encore que les rampes sont fournies, en version de base, à fréquence double, donc à maximum de 40 kHz. Une option permet d'ailleurs de supprimer cette multiplication par deux. Nous verrons cela plus loin.

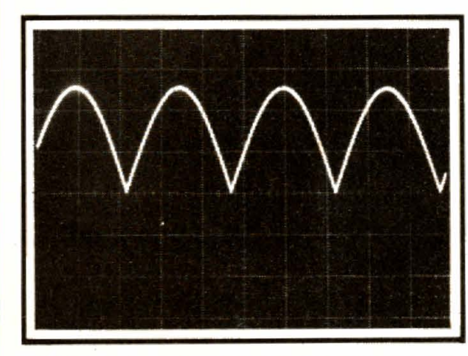
La présentation du TBF 3 s'achevant et vous ayant, du moins nous l'espérons, convaincu, nous allons passer à la seconde partie de cet article, consacrée à l'étude théorique. Une étude que nous aurions pu développer beaucoup plus, compte tenu de la richesse et de l'intérêt des sujets abordés. Nous nous sommes cependant limité au minimum nécessaire à une compréhension correcte du montage. De toute manière, cette étude théorique nous semble


PHOTO F. – Rectangulaire à 1 000 Hz.


PHOTO G. – Le TBF3 fournit aussi des rampes montantes ou descendantes.


PHOTO H. – Ces rampes linéaires comme en photo G peuvent aussi être sinusoïdales.


PHOTO I. – Le TBF3 possède un mode TONE-BURST, générateur de salves. Ici sur les triangles et en 1/1.


PHOTO J. – On peut aussi obtenir des sinusoïdes redressées.

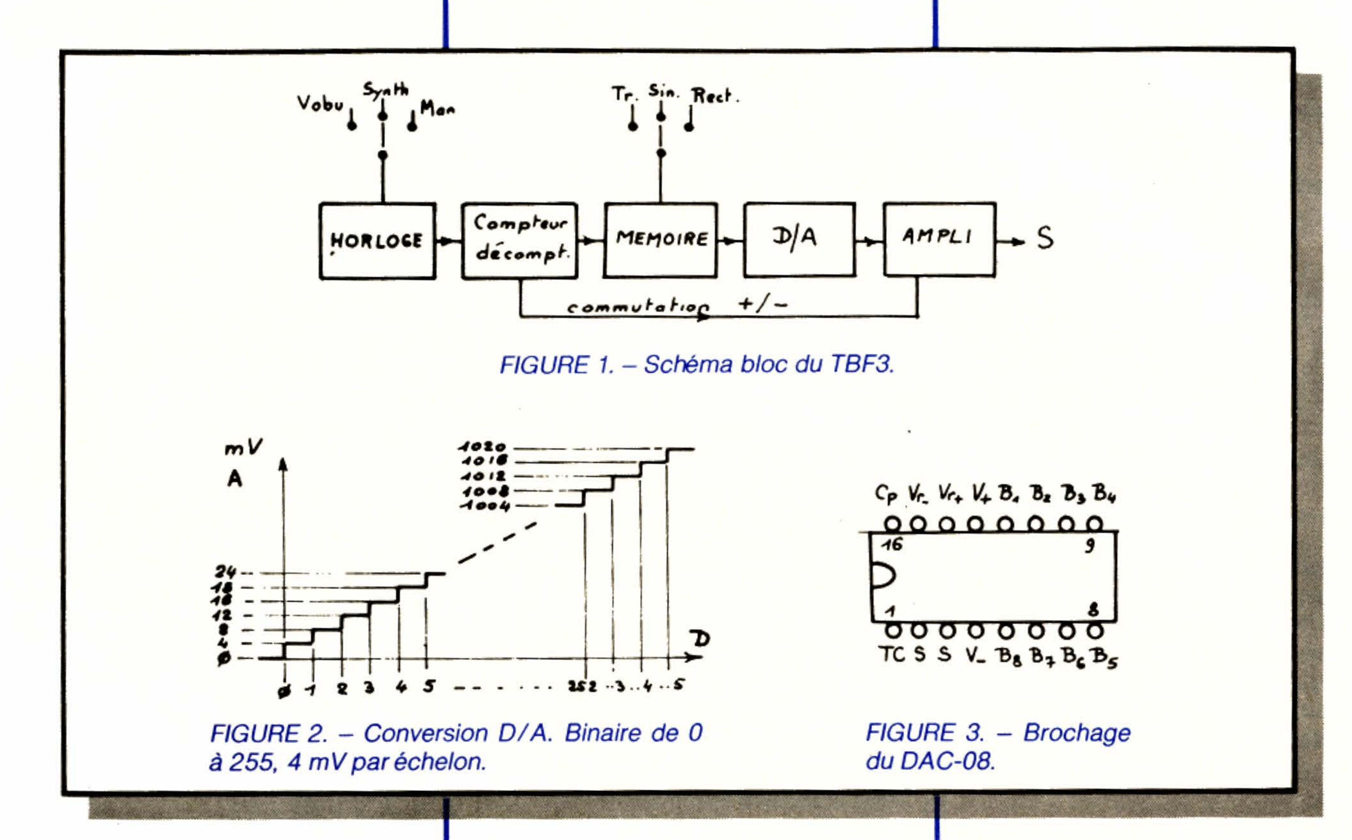


FIGURE 1. – Schéma bloc du TBF3.

FIGURE 2. – Conversion D/A. Binaire de 0 à 255, 4 mV par échelon.

FIGURE 3. – Brochage du DAC-08.

d'autant plus indispensable qu'elle concerne autant les réalisateurs que ceux qui ne feront que lire ces lignes. Pour les uns et pour les autres, cette seconde partie, outre son côté pédagogique, aura au moins un avantage substantiel. Elle vous enrichira l'esprit... sans vider votre portefeuille. Elle vous apportera beaucoup, peut-être, et ne vous coûtera rien, sans doute. Alors, s'en priver serait vraiment stupide ! Allons-y donc, car le TBF 3... c'est un beau sujet !

Etude théorique

La figure 1 montre le synoptique du TBF 3 et met en évidence ses diverses parties :

– Le **générateur d'horloge** fonctionnant soit en mode synthétisé, soit en mode manuel, soit en mode vobulé par une tension externe.

– Les signaux d'horloge attaquent un système logique de **comptage-décomptage.**

– Les sorties de ce compteur-décompteur adressent une mémoire morte dont les données de sorties constituent les poids binaires des niveaux à créer.

– Les données mémoire, de type numérique, sont converties en tensions analogiques par un **convertisseur D/A.** Le signal est disponible sur la sortie de cet étage.

– Un **ampli de sortie** permet d'avoir l'amplitude désirée, un réglage de gain et une possibilité d'offset.

Nous allons commencer l'étude par celle du convertisseur D/A, étude assez rapide puisque nous y avons consacré un autre article spécial paru dans le numéro 1715 du *Haut-Parleur.*

Le convertisseur D/A

Le convertisseur D/A a une mission très simple : il doit transformer un nombre binaire en son image analogique, c'est-à-dire en une tension continue. La loi mathématique de conversion est donc :

$$V_S = k\, n_2$$

n_2 étant le nombre binaire (base 2) des entrées.

V_S, la tension de sortie continue obtenue.

k, un coefficient de proportionnalité, positif ou négatif suivant le schéma retenu.

Ainsi, si l'on a affaire à un convertisseur 8 bits, le nombre n_2 peut aller de 00000000 à 11111111, soit de 0 à 255 en décimal. En supposant que

$$k = 4 \text{ mV/échelon},$$

la tension V_S peut prendre 256 valeurs différentes comprises entre

$V_S = 0$ V et $V_S = 255 \times 4 = 1020$ mV, chaque valeur étant distante de sa voisine de 4 mV. Voir la figure 2.

Le convertisseur que nous avons choisi pour le TBF 3 est le DAC-08, identique au DAC 0800. Ce circuit intégré est fabriqué tant par Motorola que par NS, et il ne doit donc pas donner de problème d'appro !

Le DAC-08, dont la figure 3 donne le brochage et la figure 4 la structure interne schématique, a la particularité d'un temps d'établissement très court : de l'ordre de 90 ns ! C'est donc un circuit rapide, même s'il ne l'est pas autant que nous l'aurions souhaité. Il requiert une double alimentation de ± 15 V, une tension de référence de 10 V. On peut le monter soit en référence positive, soit en référence négative. Nous avons retenu la première solution. Les entrés binaires s'adaptent à toutes les familles logiques existantes, en fonction du branchement du picot 1 (TC). Elles conviennent donc à la LSTTL, retenue pour le système de comptage, à condition de relier TC à la masse.

Deux sorties sont disponibles, donnant des courants complémentaires, ce qui permet soit une tension de sortie nulle pour $n_2 = 0$, soit au contraire une tension maximale. Voir à ce sujet le tableau de la figure 5, basé sur une intensité de référence de 2 mA et une résistance de référence de 5 kΩ. Vous noterez que les tensions obtenues sont négatives. Nous verrons plus loin que cette polarité est inversée, donc rendue positive, dans le TBF 3, par un ampli OP de type 741. Voir figure 10.

Dans notre montage, la tension de sortie du DAC-08 est donnée par la formule :

$$V_S = V_{ref} / R_{ref} \times n_2 / 256 \times R_{CH}.$$

V_{ref} étant la tension de référence de 10 V.

R_{ref}, la résistance d'entrée de la référence, soit 4,7 kΩ.

n_2, le mot binaire appliqué sur les entrées.

R_{CH}, la charge de sortie du 741, soit 1,5 kΩ.

Au maximum on a : $n_2 = 255$

ce qui donne :

$V_S = 10\,000/4\,700 \times 255 / 256 \times 1\,500$

$V_S \simeq 3\,180$ mV ou 3,18 V

Comme le montre la figure 4, le DAC-08 retient la technique du réseau R/2R pour assurer la conversion Digital/Analogique. On se reportera à notre article précédent sur les convertisseurs pour explorer un peu plus le sujet.

Finalement, le principe de génération d'un signal est très simple : il suffit de placer successivement sur les entrées du DAC-08 les mots binaires n_2 nécessaires à l'obtention des paliers de tensions désirés. Pour obtenir un signal donné, il faut donc déterminer :

– le nombre d'échelons à créer pour s'approcher au plus près de la forme désirée ;

– les valeurs de n_2 correspondant à chaque échelon.

Ce processus est appelé **digitalisation d'un signal.** Voir la figure 8 dans laquelle la courbe a été digitalisée à sept niveaux, dont les valeurs seront, par exemple, de 0 1,2 2,0 2,4 2,8 3,1 et 3,4. En admettant que 3,5 soit la valeur maximale du signal en question, alors on peut établir la correspondance entre n_2 et les valeurs ci-dessus :

N_2	V_S
0	0
255	3,5

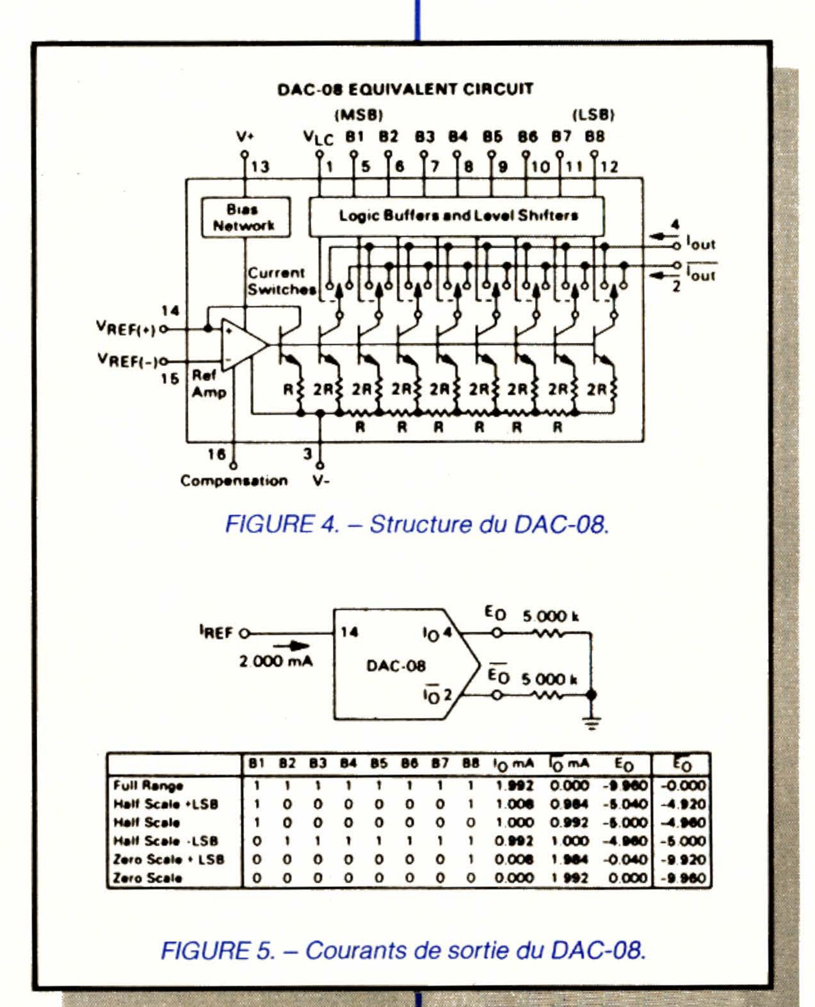


FIGURE 4. – Structure du DAC-08.

	B1	B2	B3	B4	B5	B6	B7	B8	I_O mA	$\overline{I_O}$ mA	E_O	$\overline{E_O}$
Full Range	1	1	1	1	1	1	1	1	1.992	0.000	-9.960	-0.000
Half Scale +LSB	1	0	0	0	0	0	0	1	1.008	0.984	-5.040	-4.920
Half Scale	1	0	0	0	0	0	0	0	1.000	0.992	-5.000	-4.960
Half Scale -LSB	0	1	1	1	1	1	1	1	0.992	1.000	-4.960	-5.000
Zero Scale + LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	0.008	1.984	-0.040	-9.920
Zero Scale	0	0	0	0	0	0	0	0	0.000	1.992	0.000	-9.960

FIGURE 5. – Courants de sortie du DAC-08.

n_2 étant en décimal pour l'instant. On peut alors calculer les différentes valeurs décimales de n_2, par la relation :

$$n_2 = 255 \times V_S / 3{,}5$$

ce qui donne, pour 1,2 par exemple :

$$n_2 = 255 \times 1{,}2 / 3{,}5 \simeq 87$$

Nous obtenons alors les résultats suivants, en calculant de même les autres échelons :

V_2	0	1,2	2,0	2,4	2,8	3,1	3,4
N_2	0	87	145	178	204	225	247

Les valeurs trouvées de n_2 sont donc les valeurs d'adressage du DAC-08 pour avoir les sept échelons en sortie (à un coefficient de proportionnalité près). Reste maintenant à convertir les résultats en binaire pur, pour savoir ce qu'il faut réellement appliquer sur les entrées B_1 à B_8.

Il faut convertir nos résultats décimaux en binaire :

– soit par la technique des divisions successives par 2 :

```
87 |2
 1 |43 |2
      1 |21 |2
           1 |10 |2
                0 |5 |2
                     1 |2 |2
                          0 |1
```

d'où 87_{10} = 1010111 sur 7 bits ou 01010111 en complétant à 8 bits ;

– soit par la technique de « la pesée » en utilisant la « boîte de poids » binaires suivantes :

B_8	B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1
128	64	32	16	8	4	2	1

Pour faire 87, il faut prendre

64 → $B_7 = 1$

Il manque alors $87 - 64 = 23$

Prenons 16 → $B_5 = 1$

Il manque $23 - 16 = 7$

Prenons 4 → $B_3 = 1$

Il manque encore $7 - 4 = 3$

Prenons 2 → $B_2 = 1$

... et 1 → $B_1 = 1$

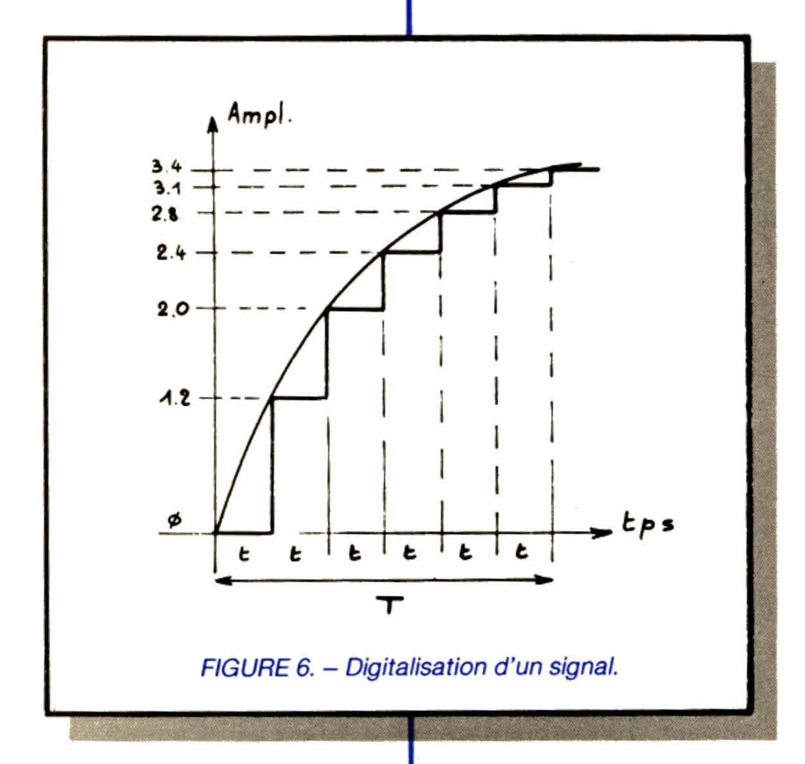


FIGURE 6. – Digitalisation d'un signal.

d'où :

B_8	B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1
0	1	0	1	0	1	1	1

Résultat égal au précédent, bien sûr !

Finalement, pour digitaliser notre signal de la figure 6, il faut appliquer sur B_1... B_8 les mots binaires suivants :

Pour synthétiser la courbe de la figure 6, il faudra appliquer ces mots binaires à intervalles de temps **t** égaux. Bien entendu, cela nous fait penser à un compteur. Nous ferons donc, sans aucun doute, appel à ce type de circuit.

Mais revenons un instant à la figure 6, pour constater que la forme synthétisée en escalier est fort grossière et qu'elle s'écarte assez notablement de la forme idéale transmise. La raison est évidente : le nombre des échelons est trop faible. Augmentons donc ce nombre ! Rendons-le aussi grand que possible !

Oui, certes, nous finirons ainsi, en effet, par nous approcher de la forme parfaite. Le mathématicien dirait même qu'il faut faire « tendre » le nombre des échelons vers l'infini ! Mais l'électronicien fronce les sourcils ! Il pense que $t = T/n$, n étant le nombre des échelons et T la durée du signal que l'on ne peut changer. Or, il faut garder à n une valeur compatible avec la technologie utilisée. Pour le DAC-08, on a t = 90 ns, au minimum ! Comptons sur 100 ns et faisons un petit calcul !

Supposons que T de la figure 6 corresponde à 1/4 de période d'une sinusoïde. Supposons une fréquence de 20 kHz.

Alors $T = 1/4 \times 1/20\,000$
$= 1/80\,000 \text{ s} = 12{,}5\ \mu s$

d'où $n = T/t = 12{,}5 \times 10^{-6} / 100 \times 10^{-9}$
$= 125.$

Nous pouvons envisager 125 échelons en poussant le DAC-08 au maximum de ses possibilités. Malheureusement, les composants périphériques du DAC vont un peu ralentir cette belle cadence !

De plus, le compteur envisagé plus haut sera probablement binaire et de ce fait, pourra compter par 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128... Nous sommes donc amenés à éliminer la valeur 128, dépassant les prévisions, pour nous rabattre sur le facteur 64, plus modeste, mais qui nous maintiendra assez loin des possibilités limites !

En conclusion, le TBF3 va synthétiser une forme, en lui donnant 64 échelons de valeur, par quart de période entière, soit (4 × 64) – 4 échelons par période entière : 252 échelons !

Mais, au fait, comment peut-on passer du quart de période de la figure 6 à la période entière de la figure 8 ?

Eh bien, par deux artifices :

– Tout d'abord le compteur d'adressage comptera de A à B, puis décomptera de B à A... et ainsi de suite, donnant le signal de la figure 7 ! Ce signal sera celui de sortie du DAC-08 :

– Ensuite nous ferons suivre le DAC d'un amplificateur à **inversion commandée :**

- Pendant I, non inverseur donnant ABA.
- Pendant II, inverseur donnant $\overline{ABA}$.
- Pendant III, non inverseur redonnant ABA.
- Pendant IV inverseur donnant $\overline{ABA}$.

La figure 8 donne le résultat obtenu. Petit miracle ! C'est une sinusoïde ! Compteur/décompteur et commande d'inversion font partie de la logique de contrôle du TBF3. Nous l'étudierons plus loin.

Décimal	B_8	B_7	B_6	B_5	B_4	B_3	B_2	B_1
0	0	0	0	0	0	0	0	0
87	0	1	0	1	0	1	1	1
145	1	0	0	1	0	0	0	1
178	1	0	1	1	0	0	1	0
204	1	1	0	0	1	1	0	0
225	1	1	1	0	0	0	0	1
247	1	1	1	1	0	1	1	1

NB. : Il existe une erreur volontaire dans ce tableau ! Trouvez-là !

2. Mémoire de forme

Il est évident que des nombres aussi biscornus que ceux de la suite : 0, 87, 145, 178, 204... de l'exemple précédent ne peuvent pas être obtenus à l'aide d'un compteur classique, dont les sorties n'ont rien d'aussi aléatoire. Il est donc indispensable de mettre les susdites valeurs « en mémoire ». Cela se fait dans des circuits intégrés spéciaux appelés... devinez ! Eh oui, tout simplement... **mémoires !** Si vous êtes un fana d'informatique, ces composants n'ont pas de secret pour vous (surtout vus du clavier !). Dans le cas contraire, une petite explication est nécessaire.

Les mémoires qui nous sont nécessaires doivent évidemment garder leurs données, même une fois le TBF3 arrêté ! De telles mémoires sont dites *mortes* (quel vilain nom !). On les dit aussi de type ROM (Read Only Memory = mémoire que l'on peut seulement lire !). Dans cette catégorie, on trouve deux types de circuits :

– **Les EPROM** (Erasable Programmable ROM = ROM programmable et effaçable). Le type le plus connu est la fameuse 2716 que nous allons justement utiliser dans le TBF3. Une 2716 est une ROM pouvant contenir 16 K-bits, comme sa référence l'indique (1 K-bit = 1 024 bits). Dans ce cas, les 16 K-bits sont organisés en 2 K « mots » de 8 bits. Comme 8 bits font 1 *octet,* nous disposons ainsi de 2 K-octets !

Une 2716 se programme électriquement, mais peut s'effacer par une exposition aux ultraviolets. Les EPROM sont donc des mémoires d'emploi très facile avec des capacités pouvant être considérables puisqu'il existe des 2732, 2764, 27128 et même des 27256 ! Elles ont cependant un défaut : elles sont **lentes :** leur temps d'accès est de l'ordre de 450 ns ! Elles sont donc incompatibles avec l'emploi envisagé plus haut, puisque la cadence nécessaire à la synthèse d'une sinusoïde de 20 kHz est de 100 ns environ !

Signalons encore que la donnée contenue dans une EPROM est constituée par la charge d'un « condensateur » intégré. S'il est chargé, le niveau est de 1. S'il ne l'est pas, c'est 0. L'isolement des condensateurs élémentaires est tel que cette charge demeure... des années !

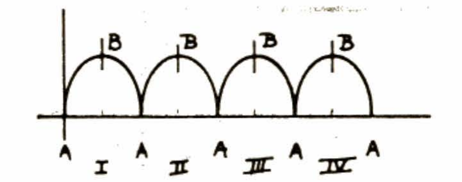


FIGURE 7. – Sortie du DAC.

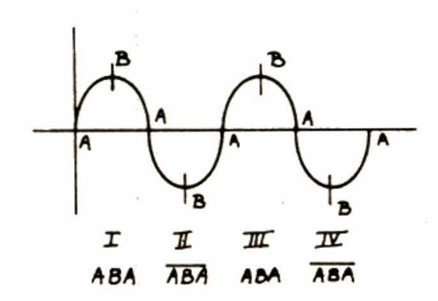


FIGURE 8. – Sortie après inversion des phases paires.

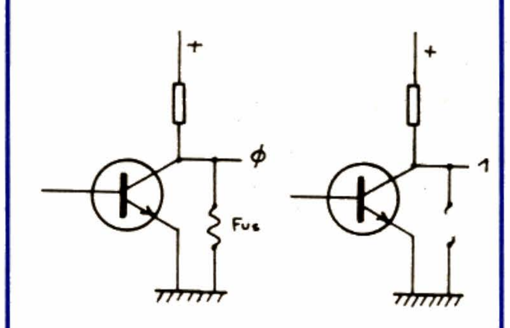


FIGURE 9. – Principe des sorties des PROMS fusibles.

– **Les PROM.** Ce sont des mémoires programmables, mais non effaçables. La technologie est très différente et basée sur le principe du « fusible ». Très schématiquement, on peut dire que les données sont accessibles sur des transistors de sorties (voir fig. 9). A l'origine, tous les transistors sont court-circuités par des conducteurs fusibles. Dans ces conditions, toutes les sorties sont en permanence à 0. La programmation consiste à « griller » les fusibles sur les sorties à mettre à 1. Une fois grillé, on comprend facilement qu'il n'est plus possible de revenir en arrière !

Nous avons choisi la PROM fusible 74S387, de technologie TTL rapide. Cette mémoire a une capacité de 1 K-bit. Elle est organisée en 256 « mots » de 4 bits. Pour obtenir des octets (8 bits), il est donc nécessaire d'associer deux 74S387 en parallèle, l'une donnant les **MSB** (Most Significant Digit = digits de poids fort), l'autre donnant les **LSB** (Least Significant Digit = digits de poids faible).

Gros avantage des PROM : leur temps d'accès très court, de l'ordre de 50 ns, soit neuf fois plus rapides que les EPROM ! Ce temps est tout à fait correct dans notre TBF3 (< 100 ns !). Les deux 74S387 peuvent contenir 256 mots de 8 bits, c'est plus qu'il nous en faut pour mémoriser la forme de la sinusoïde 64, mots seulement étant nécessaires. Nous n'allons donc utiliser que le 1/4 de ces mémoires.

Pour générer une forme triangulaire, il n'est pas nécessaire de mettre les échelons en mémoire, puisque leur progression est linéaire. Elle peut donc être obtenue directement de la sortie d'un compteur. Toutefois, si nous adoptons cette solution, pour passer de la sinusoïde au triangle, il va falloir commuter les 8 entrées du DAC, soit vers la mémoire SINUS, soit vers les sorties de ce compteur. Cette solution est trop lourde en pratique !

Nous l'avons évitée en mettant également en mémoire les échelons du triangle. Nous utilisons pour cela le second quart des mémoires. Le passage d'une forme à l'autre se fait très simplement par commutation d'adressage (changement sur un bit, avec un simple inverseur !) (voir fig. 11).

Nous n'avons pas utilisé la moitié restante de la mémoire. Il serait pourtant parfaitement possible de le faire, en synthétisant d'autres formes : paraboliques, hyperboliques, exponentielles, arbitraires... Nous verrons plus loin que nous envisagerons une occupation d'un troisième quart, pour une sinusoïde à double fréquence. Toute autre possibilité est laissée à l'initiative des réalisateurs !

Schéma de la platine de conversion

Voir figure 10. Nous y retrouvons les éléments étudiés dans les lignes précédentes. Le convertisseur D/A, un DAC-

08, est alimenté sous +/− 15 V. La tension de référence est obtenue par Zener, à partir du + 15 V. Les entrées du DAC sont reliées aux sorties mémoires. Celles-ci étant du type « à collecteurs ouverts », des résistances de charge sont indispensables. Une faible valeur, 470 Ω, garde des temps de transition très courts.

La lecture des mémoires se fait à l'aide des entrées d'adresses : A_0 à A_5 reliées aux sorties du compteur/décompteur, *via* un circuit non inverseur : un 74LS541. Nous en verrons l'utilité plus loin.

La sortie du DAC est reliée au 741 monté en convertisseur Intensité/Tension. Le signal synthétisé apparaît en sortie 6 de ce 741, avec la forme du signal de la figure 7. L'ampli OP qui suit est un 318 à large bande. Il opère la transformation illustrée en figure 8. Le fonctionnement de cet étage est assez spécial :

– Si le transistor T_3 est conducteur, l'entrée e^+ est à la masse, l'ampli OP fonctionne alors en inverseur, de gain unité ($R_{51}/R_{50} = 1$).

– Si le transistor T_3 est bloqué, la tension de sortie du 741 apparaît intégralement sur l'entrée e^+, amenée par la résistance de 1 kΩ. L'ampli OP va alors déterminer sa tension de sortie de manière à conserver une ddp nulle entre e^+ et e^-. Imaginons par exemple que la sortie du 741, soit à + 4 V. Nous avons alors $e^+ = +4$ V, donc $e^- = +4$ V. La chute de tension aux bornes de R_{50} est donc nulle et le courant qui la traverse aussi ! Comme ce courant ne peut venir que de la sortie, le courant dans R_{51} est nul et la tension de sortie est égale à + 4 V aussi ! En conclusion :

– Avec T_3 conducteur, le 318 inverse la polarité du signal.

– Avec T_3 bloqué, le 318 transmet le signal. C'est un suiveur de tension.

L'amplitude du signal en sortie du 318 est de deux fois 3,18 V, parfaitement centrés sur le 0 V (masse) puisque l'alternance négative est la symétrique de la positive. L'offset du 318 est corrigée par P_{AJ2} de manière à ce que le raccordement entre ces deux alternances soit parfait, sans inégalité aucune, entre les échelons, au passage du 0 V.

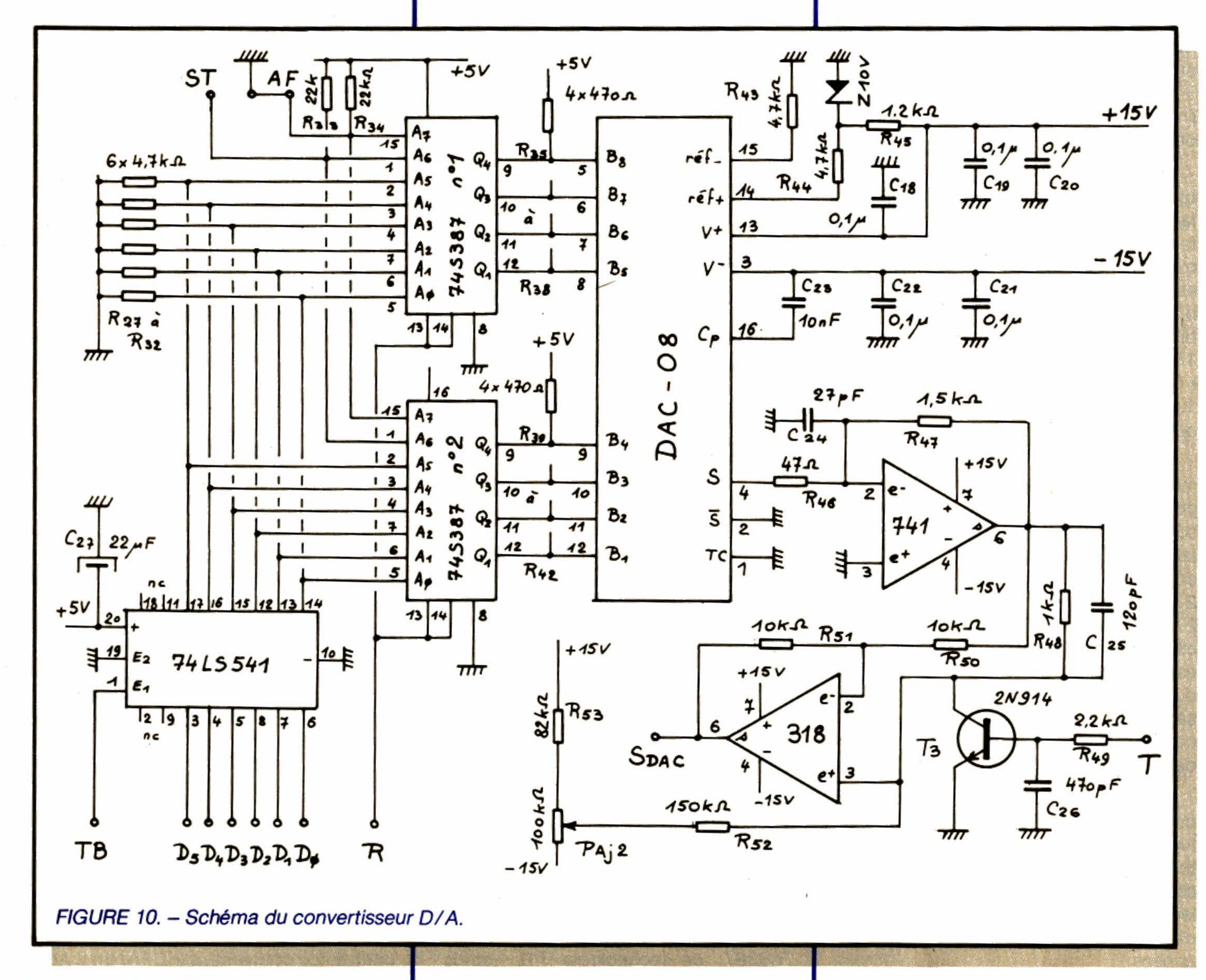


FIGURE 10. – Schéma du convertisseur D/A.

FIGURE 12. – Schéma du compteur-décompteur.

A_7	A_6	A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	
0	0	0	0	0	0	0	0	SINUS
		1	1	1	1	1	1	
0	1	0	0	0	0	0	0	TRIANGLE
		1	1	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	0	0	0	3ᵉ FORME
		1	1	1	1	1	1	
1	1	0	0	0	0	0	0	4ᵉ FORME
		1	1	1	1	1	1	

FIGURE 11. – Pages mémoires des 74S387.

La commutation sinus/triangle se fait par la ligne d'adresse mémoire A_6. La ligne A_7 permet la lecture de la seconde moitié de la mémoire. Elle est à la masse lorsque la lecture se fait dans la première moitié. La répartition exacte se fait selon le tableau de la figure 11.

Les mémoires 74S387 possèdent des entrées « enable » (picots 13 et 14, point R). Si ces entrées sont à 0, les mémoires sont activées et peuvent être lues. Si l'une ou les deux entrées *enable* sont à 1, toutes les sorties sont « ouvertes », ce qui porte les entrées du DAC à 1, par les résistances de tirage de 470 Ω. Le DAC, voyant 1 sur toutes ses entrées, donne la tension de sortie

FIGURE 13. – Génération d'un triangle à 16 échelons de base.

maximale en permanence. Si la commutation du transistor T_3 continue à fonctionner, cette tension continue est périodiquement inversée.

Résultat : un superbe signal rectangulaire, bien centré sur le 0 V et d'amplitude crête-à-crête parfaitement égale à celles des autres signaux.

A noter la nécessité d'un transistor T_3 à temps de transition très faible. Nous avons choisi le 2N914 parmi quelques autres transistors rapides. C'est celui qui nous a donné les meilleurs résultats.

Un dernier détail : à vitesse maximale de 20 kHz, la vitesse de lecture des mémoires et de travail du DAC est déjà considérable : 252 × 20 kHz, soit 5,04 MHz ! A cette vitesse, on voit apparaître le défaut typique des DAC : à savoir les « glitches » (voir l'article sur les convertisseurs). Le plus important de ces glitches se fait au franchissement du nombre binaire n_2 de 01111111 (soit 127) à 10000000 (ou 128). Dans ce cas, les transistors internes du DAC, correspondant aux 7 bits LSB, se bloquent, tandis que celui du MSB devient conducteur. Dans l'idéal, ces commutations sont parfaitement synchrones. En pratique, ce n'est pas tout à fait vrai ! Il y a quelques nanosecondes d'écart, d'où apparition d'un petit pic parasite lors de la transition !

Les photos des signaux obtenus montrent que le défaut reste très discret ! Mais c'est pour beaucoup à cause du condensateur C_{24} qui joue le rôle de découpleur de glitches ! Le choix du premier ampli OP est également primordial. Il lui faut juste assez de bande passante pour restituer correctement les signaux à 20 kHz, mais pas plus, pour une bonne réjection des glitches, toujours à fréquence élevée. Le 741 convient parfaitement, la bande passante étant de plus ajustée par la valeur de sa résistance de charge R_{47}. La valeur retenue de 1 500 Ω convient le mieux.

Compteur-Décompteur

Cette partie du TBF3, dont le schéma complet est donné en figure 12, doit fournir les mots binaires d'adressage des mémoires PROM de la platine D/A. En fait, elle doit, partant de 0, compter jusque 63, puis décompter de 63 à 0 et ainsi de suite.

Observons un instant la figure 13 détaillant la génération d'un triangle simplifié à 16 échelons (pour la clarté du dessin) par quart de période. Sur l'axe horizontal, nous avons le nombre des impulsions d'horloge nécessaire. La première impulsion donne l'échelon 1, la quinzième, l'échelon 15, la seizième doit redonner l'échelon 14..., la trentième nous ramène à 0. La seconde alternance est identique et nous pouvons constater que c'est la soixantième impulsion qui marque la fin de la période.

Conclusion

Pour avoir 16 échelons par quart de période, il faut compter de 0 à 15, puis décompter de 15 à 0. La période compte 60 impulsions d'horloge, c'est-à-dire 64-4 !

Extrapolation

Pour avoir 64 échelons par quart de période :

– Il faut compter de 0 à 63.
– Puis décompter de 63 à 0.
– Le nombre des impulsions d'horloge par période complète est de
(4 x 64) – 4 = 256 – 4 = 252.

N.B. : La fréquence du signal synthétisé sera dans ces conditions 252 fois plus petite que celle de l'horloge du compteur/décompteur.

Ces principes étant posés, passons à l'examen du schéma de la figure 12. Nous y trouvons tout d'abord deux circuits type 74LS191. Ce sont des compteurs/décompteurs **binaires** et entièrement **synchrones** (sauf prépositionnement non utilisé ici). Ces compteurs comptent donc normalement de 0 à 15 si l'entrée $\overline{U}$/D est à 0 ou de 15 à 0, si cette entrée est à 1.

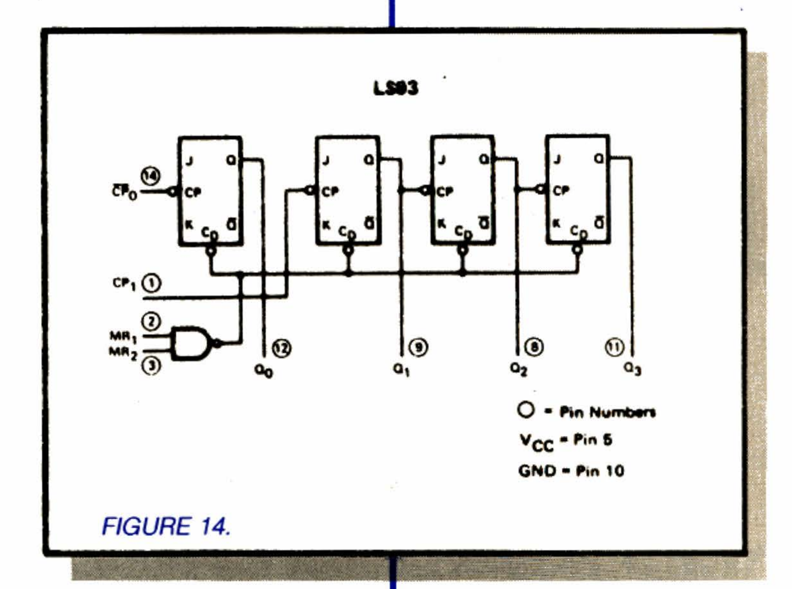


FIGURE 14.

Il est très important de distinguer ici entre compteur synchrone et compteur asynchrone. Dans le second cas (voir figure 14 donnant l'exemple du compteur binaire 74LS93), le premier basculeur déclenche le second, qui déclenche le troisième, qui déclenche le quatrième (etc. si les circuits sont en cascade). Cette technologie est celle des C.MOS 4020, 4040, 4060. On comprend aisément que dans ces conditions, rien n'étant instantané, **les retards s'additionnent !** Il y a alors décalage entre les fronts de transition

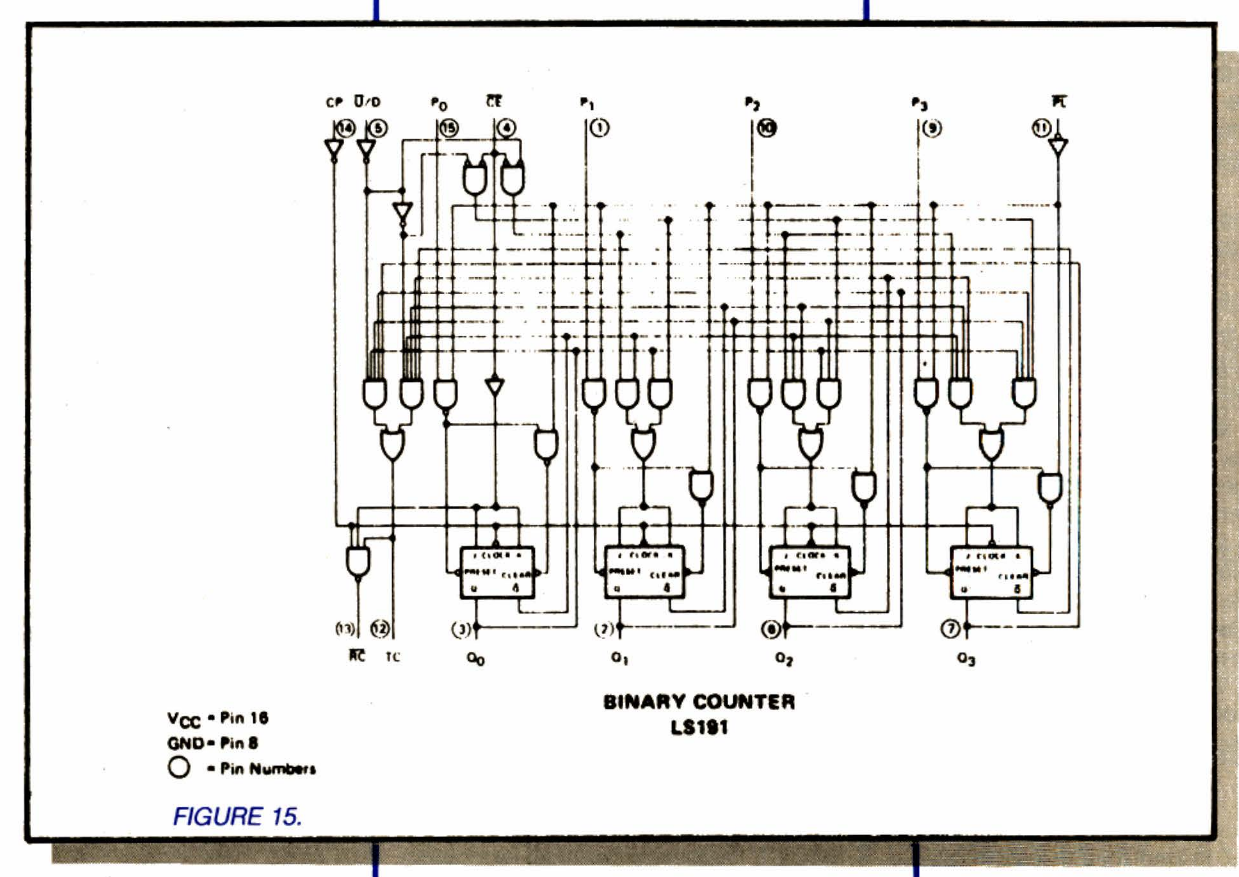
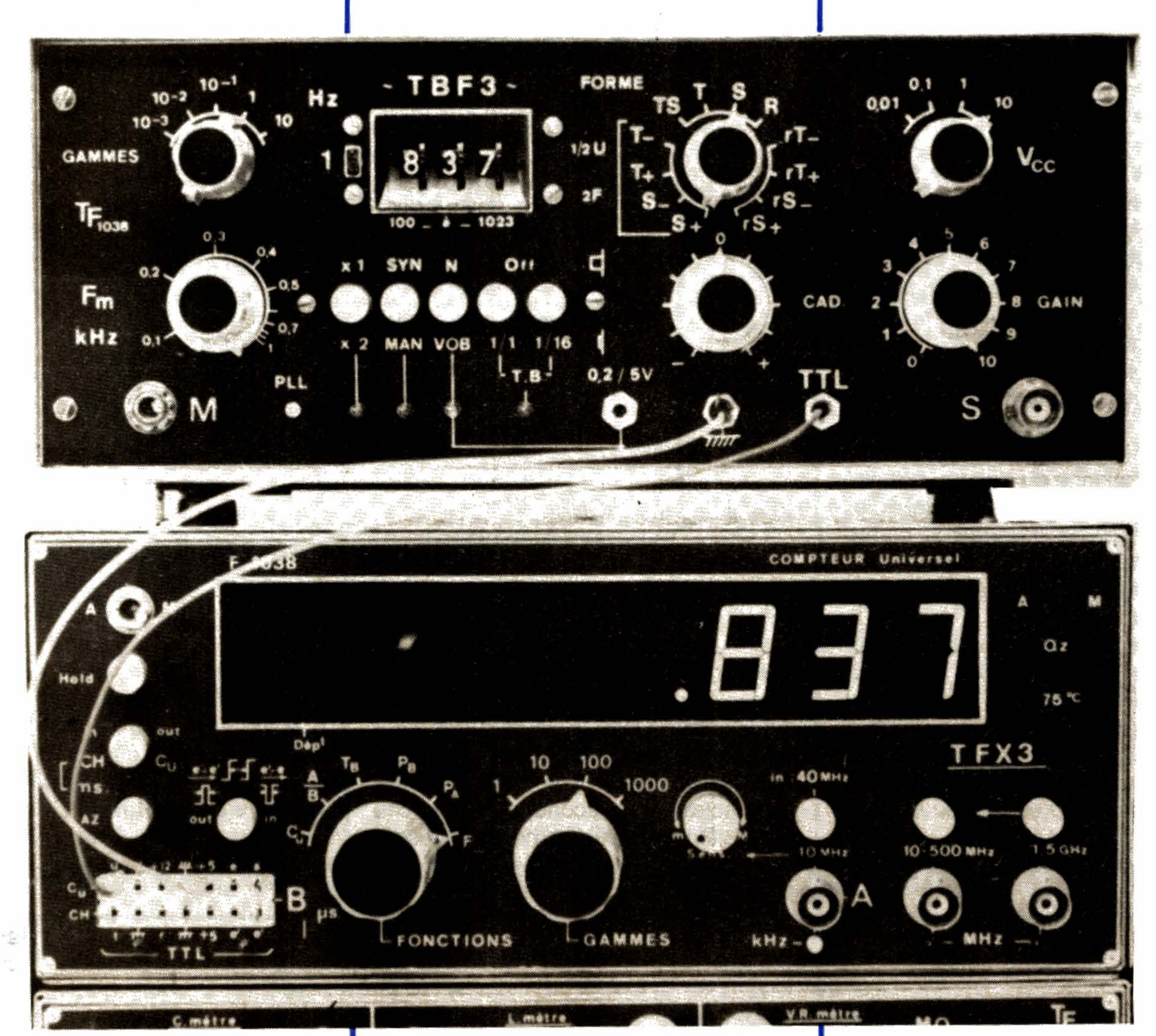


FIGURE 15.



Lorsque le TBF3 délivre du 837 Hz, c'est du 837 Hz !

des divers étages (voir article sur les convertisseurs et article mesure sur les oscilloscopes).

Dans le premier cas, le même signal d'horloge provoque les différents basculements, lesquels sont permis ou non par les entrées J et K activées par une logique de décodage des états assez complexe (voir la fig. 15 montrant le 74LS19). Tous les étages basculent **en même temps.** De plus, le signal de sortie, permettant la mise en série des boîtiers, est lui-même synchrone du signal d'horloge. Tous les boîtiers mis en série basculent ainsi en parfait synchronisme.

Cette condition, sans importance dans un simple diviseur, est ici essentielle. Si l'on veut réduire les glitches du DAC au strict minimum, il faut pour le moins éviter tout décalage dans les fronts de commande.

Notons que pour compter de 0 à 63, il suffit de 6 bits :
63_{10} = 111111 en binaire.

Nous n'utilisons donc que la moitié du second 74LS191.

Les différentes portes et basculeurs JK de la figure 12 assurent deux fonctions : la détection du 0 et celle du 63, de manière à commander la commutation compteur/décompteur.

– Détection du 0

Elle est faite par les portes N_6, N_7 et N_8. Leurs trois sorties passent à 1 si et seulement si leurs entrées sont à 0, c'est-à-dire les sorties des circuits 74LS191. Dans ce cas, si $\overline{Q_1}$ est bien à 1 (voir fig. 13), donc en décomptage, la sortie de N_9 passe à 0. Ce front est transmis par N_4 et N_3 au double JK, le 74LS73, qui bascule et fait passer du mode comptage au mode décomptage, par changement d'état des entrées $\overline{U}$/D des 74SL191.

– Détection de 63

Elle est faite par N_5. Si les six sorties des 74LS191 sont à 1 et si Q_1 est aussi à 1 (donc $\overline{Q_1}$ à 0 → mode comptage) alors la sortie de N_5 passe à 0 et via N_4 et N_3, bascule les JK.

Remarquer que les deux JK en question sont connectés en mode synchrone (entrées Clock en parallèle). Comparer avec le schéma interne des 74LS191 (voir fig. 15). **F. THOBOIS**

(A suivre.)

QUALITES ET DEFAUTS DES STANDARDS ACTUELS DE TELEVISION :

L'«ENTRELACEMENT» DE FREQUENCE DES SIGNAUX DE LUMINANCE, CHROMINANCE ET STEREOPHONIQUE

Un nouveau standard, commun à l'Europe et aux U.S.A., devrait, grâce aux progrès récents de l'électronique, éliminer les défauts des standards actuels et améliorer, de ce fait, la qualité de l'image et du son en transmettant notamment celui-ci en stéréophonie. Les standards actuels, qu'il s'agisse du NTSC américain, du PAL allemand ou du SECAM français, présentent certains défauts provenant de la distorsion de phase du NTSC et des interférences entre luminance et chrominance du SECAM et du PAL.
En attendant ce nouveau standard avec les transmissions par satellites, nous pouvons supprimer certains défauts et améliorer la qualité du son.

Ceci nous conduit à revoir de plus près les caractéristiques des signaux de modulation dans les standards actuels et à prévoir l'insertion de nouvelles sous-porteuses concernant la transmission du son en stéréophonie et en double langage.

Le standard américain NTSC a maintenant plus de trente ans, et, malgré ses inconvénients, il faut bien reconnaître – en toute objectivité – que le principe de base est toujours exploité dans les systèmes actuels de transmission d'image et que le moment n'est pas encore venu pour tout changer et balayer d'un même coup les systèmes dérivés du NTSC qui sont le PAL et le SECAM.

Rôle de la sous-porteuse couleur

Partant des trois couleurs : rouge (R), vert (V) et bleu (B), nous pouvons reproduire des images en noir et blanc à l'aide d'un signal de luminance (Y) composé de 0,30 R ; 0,59 V et 0,11 B.

Ensuite, on a cherché la fréquence d'une sous-porteuse destinée à la transmission des signaux couleurs qui n'interfèrent pas avec celui de la luminance (Y). La séparation entre le signal de luminance et la sous-porteuse de chrominance est effective si la fréquence de la sous-porteuse est un multiple impair de la moitié de la fréquence ligne. Le multiple choisi après les multiples travaux américains est le nombre 455 (fig. 1a), d'où la fréquence de la sous-porteuse américaine du NTSC :

$$f_{SP} = 455 \times \frac{f_{Ligne}}{2} = 3{,}579\ 545 \text{ MHz}$$

avec :

$$f_{Ligne} = \frac{4{,}5 \times 10^6}{286}$$

et

$$f_{Trame} = \frac{f_{Ligne}}{262{,}5}$$

dans la norme américaine de 525 lignes avec une trame de :
525/2 = 262,5 lignes ;
f_{Ligne} = 15 734,264 Hz ;
f_{Trame} = 59,94 Hz

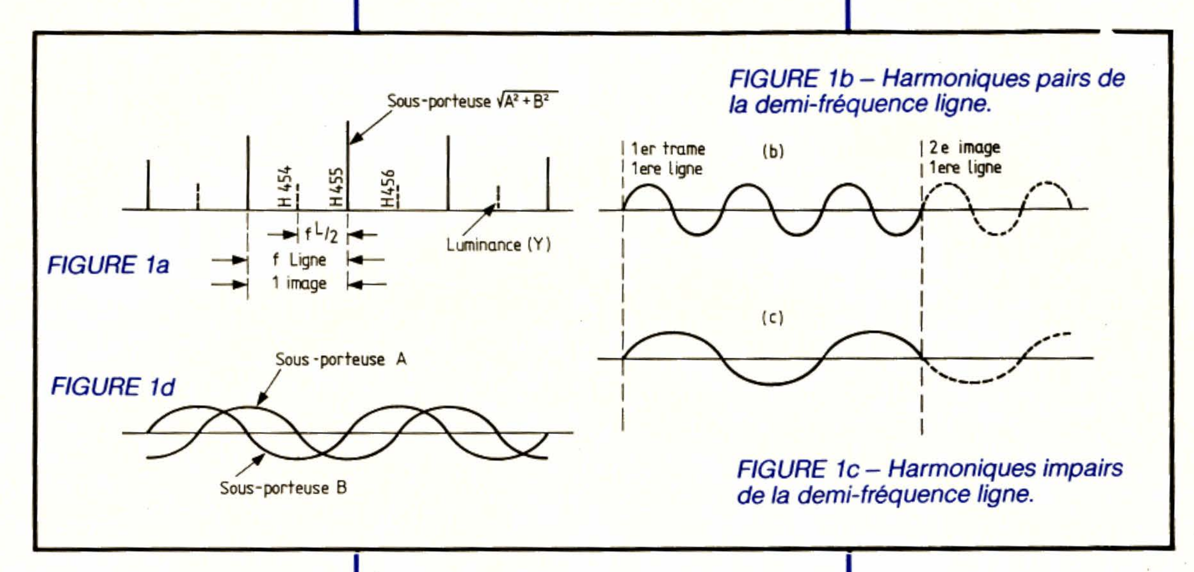


FIGURE 1b – Harmoniques pairs de la demi-fréquence ligne.

FIGURE 1c – Harmoniques impairs de la demi-fréquence ligne.

La résolution d'une image de télévision couleur

La distribution d'énergie dans les composantes du signal due au processus d'analyse a pour effet de grouper le plus souvent la plus grande partie de l'énergie autour des fréquences multiples de la fréquence de balayage ligne qui explore la surface de chaque image (fig. 1a).

Les systèmes exploités en Europe, 625 lignes par image et 25 images par seconde, ont une fréquence ligne :
$f_L = 625 \times 25 = 15\,625$.

Le nombre de points séparables est égal à 0,7 fois le nombre de lignes utiles d'image, donc environ 400. Point séparable signifie en limite de résolution. Ces 400 points verticaux correspondent dans un système homogène à 530 points horizontaux. Avec 400 lignes utiles par image et 25 images par seconde, la fréquence du signal vidéo $f_{Vmax} = 400 \times 25 \times 530 = 5{,}3$ MHz.

Les systèmes PAL et SECAM apportent une atténuation sensible aux fréquences élevées du signal de luminance (Y), entre 4 et 5 MHz, c'est-à-dire dans la partie du signal vidéo comportant tous les détails fins de l'image. Cette atténuation est due à l'absence de l'« entrelacement de fréquence » des porteuses et sous-porteuses, comme nous le verrons ci-après.

En introduisant une surcorrection omnidirectionnelle des détails d'image situés autour de 360 points horizontaux (3,5 MHz) et 270 points verticaux, on élimine à la prise de vue l'aspect flou et pâteux de l'image originale.

L'« entrelacement de fréquence » de la porteuse et sous-porteuse

La figure 1a montre le spectre vidéo d'une image en couleur composé d'un signal monochrome (Y), constitué par des faisceaux d'énergie, localisés près des harmoniques pairs de la fréquence moitié de balayage ligne ($f_L/2$), et d'une sous-porteuse correspondant à un harmonique impair de cette même fréquence dont les bandes latérales de modulation viennent s'intercaler entre les faisceaux du signal monochrome. Par définition, la période du balayage ligne ($1/f_L$) contient un nombre entier de périodes du signal monochrome. Celui-ci se retrouve donc en phase pour des lignes successives et la 3ᵉ ligne ou la 626ᵉ ligne vient « renforcer » la 1ʳᵉ ligne (fig. 1b). La figure 1c montre un signal modulateur d'une sous-porteuse dont la fréquence est un harmonique impair de la demi-fréquence ligne. Du fait qu'une période du balayage ligne contient un nombre entier de périodes plus une demie, il en résulte une opposition de phase pour des lignes successives à l'intérieur de la 1ʳᵉ trame, lignes 1, 3, 5, 7, etc., et à l'intérieur de la 2ᵉ trame, lignes 2, 4, 6, 8, etc., ainsi sur la 1ʳᵉ ligne de l'image suivante.

Nous pouvons donc admettre qu'aux fréquences voisines des multiples impairs de la moitié de la fréquence ligne, le spectre est à peu près inoccupé, d'où la possibilité de transmettre une porteuse additionnelle, modulée par un signal d'une information d'image indépendante (chrominance) ou par un signal destiné à l'audition stéréophonique ou encore à l'audition d'une deuxième langue.

Couleur	R	V	B	Y	R − Y	B − Y	(R − Y)0,88	B − Y(0,49)	Sous-porteuse	Phase φ
Blanc	1	1	1	1	0	0	0	0	0	
Jaune	1	1	0	0,89	0,11	−0,89	0,10	−0,44	0,45	167°
Cyan (bleu-vert)	0	1	1	0,70	−0,70	0,30	−0,62	0,15	0,63	284°
Vert	0	1	0	0,59	−0,59	−0,59	−0,52	−0,29	0,59	241°
Magenta (pourpre)	1	0	1	0,41	0,59	0,59	0,52	0,29	0,59	61°
Rouge	1	0	0	0,30	0,70	−0,30	0,62	−0,15	0,63	104°
Bleu	0	0	1	0,11	−0,11	0,89	−0,10	0,44	0,45	347°
Noir	0	0	0	0	0	0	0	0	0	
Gris	0,5	0,5	0,5	0,5	0	0	0	0	0	

Comparaison entre la sous-porteuse PAL et la sous-porteuse NTSC

L'œil ne voit pas la couleur dans les détails très fins d'une image ; seule la perception de la brillance (luminance) reste. L'acuité de l'œil pour le rouge est inférieure à celle pour le vert, et elle est encore moindre pour le bleu. Seule la combinaison orange-cyan (fig. 2) peut représenter convenablement les teintes du ciel, de la chair et du feuillage si familières dans la nature. Ajoutons à ces données les mesures d'acuité visuelle à la couleur et au contraste qui montrent que, pour les surfaces d'une image comportant des détails fins, la représentation bichrome est suffisante. L'œil a sa plus grande acuité lorsque les couleurs à différencier se trouvent au voisinage de l'axe orange-cyan. Toutes ces observations ont conduit aux spécifications générales du standard américain NTSC :

Composition d'une sous-porteuse couleur

La fréquence de la sous-porteuse a été calculée de telle sorte que l'on peut transmettre des signaux couleurs dans les espaces vacants du spectre occupé par le signal de luminance (Y). La fréquence porteuse étant connue, rien ne nous empêche de transmettre simultanément deux sous-porteuses avec la même fréquence mais avec un écart de phase de 90° (fig. 1). L'une de ces deux sous-porteuses (V) peut être modulée par R – Y, et l'autre (H) par B – Y. L'écart de phase permet de démoduler simultanément chaque sous-porteuse dans le récepteur. L'onde porteuse étant modulée en amplitude par Y, le récepteur démodule Y, R – Y et B – Y. Il suffit de composer Y avec R – Y et B – Y pour obtenir R (rouge) et B (bleu). Il manque encore le vert (V). Du fait que Y = 0,30 R + 0,59 V + 0,11 B, nous pouvons admettre que

$$0{,}30\,(R-Y) + 0{,}59\,(V-Y) + 0{,}11\,(B-Y) = 0$$

Partant de cette équation, on obtient V – Y = – 0,51 (R – Y) – 0,19 (B – Y). L'ensemble (V – Y) et + Y donne le vert V.

Il suffit donc de transmettre l'onde porteuse et les deux sous-porteuses en modulation d'amplitude pour reproduire dans le récepteur de télévision les trois signaux couleurs V, R et B.

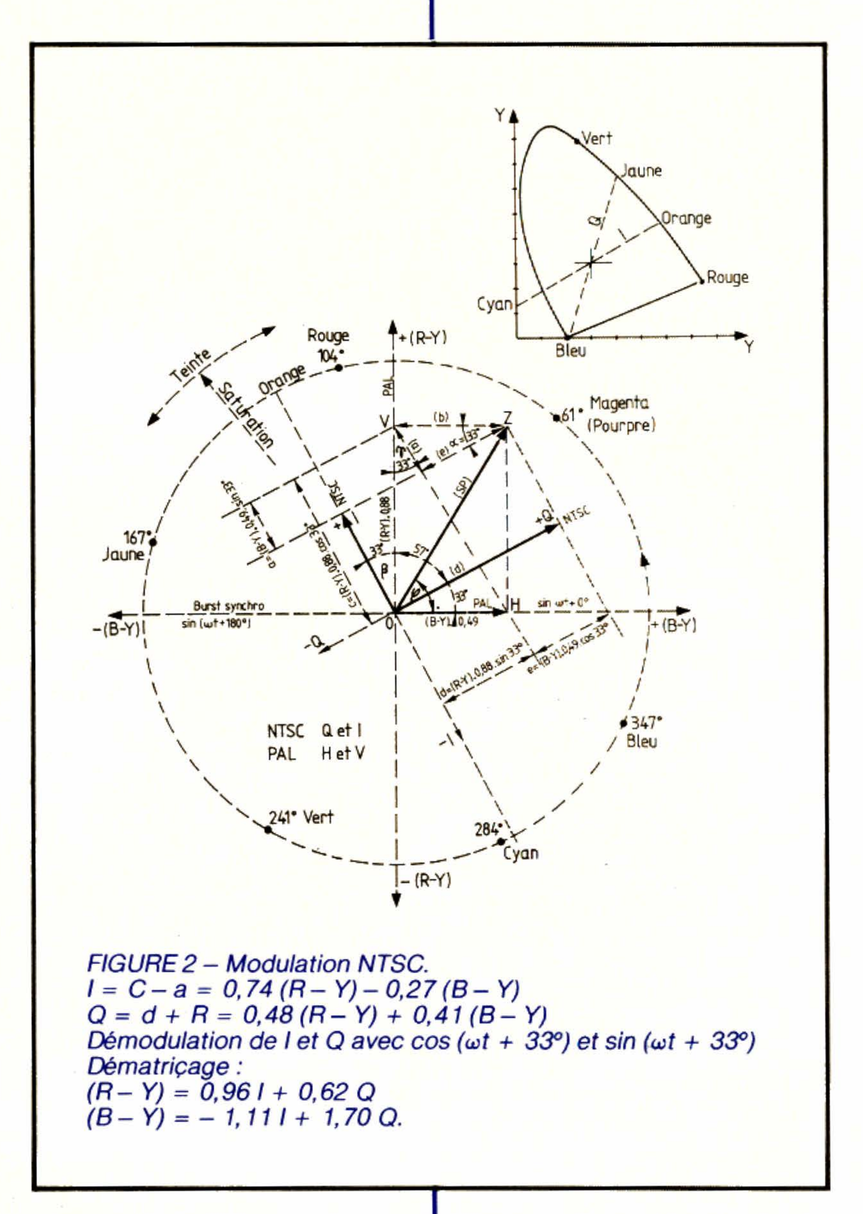


FIGURE 2 – Modulation NTSC.
I = C – a = 0,74 (R – Y) – 0,27 (B – Y)
Q = d + R = 0,48 (R – Y) + 0,41 (B – Y)
Démodulation de I et Q avec cos (ωt + 33°) et sin (ωt + 33°)
Dématriçage :
(R – Y) = 0,96 I + 0,62 Q
(B – Y) = – 1,11 I + 1,70 Q.

La présence des deux sous-porteuses de même fréquence se traduit par une onde dont l'amplitude représente un seul vecteur qui constitue la somme des vecteurs R – Y et B – Y. C'est le vecteur désigné par (SP) dans la figure 2.

On remarque dans cette figure la présence de deux porteuses de même fréquence et déphasées de 90°, chacune d'elles pouvant être modulée en amplitude indépendamment et simultanément pour produire une porteuse (SP) résultante unique à la même fréquence appelée « sous-porteuse ». Afin de limiter l'amplitude de celle-ci, on a dû limiter les modulations à :

(R – Y) . 0,88 = (R – Y) / 1,14
et (B – Y) . 0,49 = (B – Y) / 2,03.

Nous pouvons représenter chaque couleur par cette sous-porteuse (SP) dont les deux vecteurs V et H sont employés dans le PAL. Puisque cette sous-porteuse est supprimée à l'émetteur, où seules les bandes latérales sont transmises dans le but de réduire les interférences avec la luminance, elle doit être réintroduite dans le récepteur afin de permettre de retrouver les signaux (R – Y) et (B – Y) par détection synchrone (fig. 1e). Cela entraîne l'existence dans le récepteur d'un oscillateur local de sous-porteuse qui travaille sur la même fréquence et la même phase que l'oscillateur correspondant à l'émission. Le résultat est obtenu en transmettant un échantillon de plusieurs cycles (Burst) de la sous-porteuse de l'émetteur, qui sert de signal de référence dans le récepteur pour verrouiller la sous-porteuse du ré-

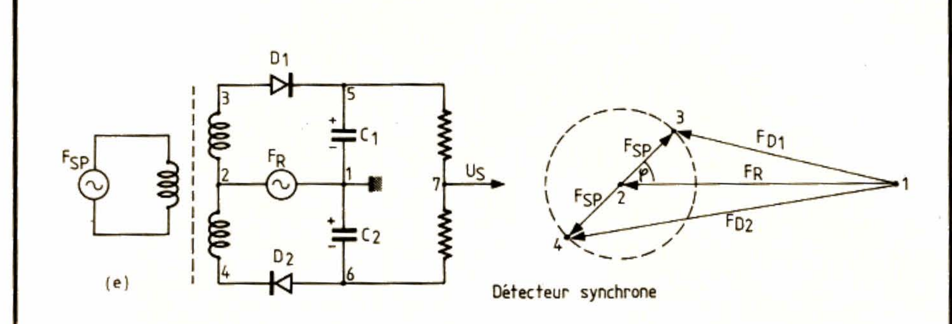


FIGURE 1e – La démodulation de chaque sous-porteuse exige un détecteur synchrone dont l'oscillation locale F_R a la même fréquence que celle de la sous-porteuse F_{SP}, mais dont les phases diffèrent de 90°. La tension démodulée U_S est due à la différence des tensions aux bornes de C_1 et C_2.

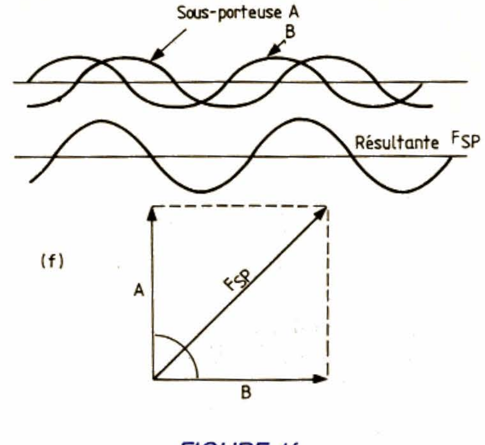


FIGURE 1f

cepteur avec celle de l'émetteur. L'échantillon est transmis après le signal de synchronisation horizontale pendant la suppression d'image. Sa phase sert de référence aux signaux (R – Y) et (B – Y) du récepteur.

Partant de ces définitions, nous pouvons établir le tableau suivant, où chaque couleur présentant une pureté de 100 % est décomposée en R, V et B qui conduisent aux signaux de luminance (Y), chrominance (R – Y) 0,88 et (B – Y) 0,49, et à la sous-porteuse $\sqrt{[(R-Y) . 0,88]^2 + [(B-Y) . 0,49]^2}$ dont la phase φ est relative au signal de référence du PAL.

1° Signal vidéo représentant les variations de luminance.

2° Addition d'une sous-porteuse à l'intérieur de la bande vidéo, à une fréquence choisie en fonction de l'« entrelacement de fréquence ».

3° Modulation simultanée avec suppression de cette sous-porteuse par deux composantes de chrominance dont l'une est le signal I (fig. 2), exigeant une largeur de bande de 1,5 MHz représentant la suturation qui module la sous-porteuse en amplitude, et l'autre le signal Q (fig. 2), représentant la teinte qui module la sous-porteuse en phase (0,5 MHz).

4° Addition du signal de référence de phase (burst).

La figure 3 montre le spectre du signal couleur NTSC où la sous-porteuse entraîne l'inégalité des bandes latérales. La largeur de bande exigée pour les larges surfaces est inférieure à 1 MHz et par suite n'entraîne pas d'interférences. Pour les détails fins, un déséquilibre apparaît dans les bandes latérales. En limitant la largeur de bande du signal Q à 0,5 MHz, on transmet seulement le signal I pendant les détails fins. Le signal Q est transmis par deux bandes latérales et le signal I par une bande latérale entière et une bande latérale étroite (fig. 3).

Les variations accidentelles de l'une de ces composantes se traduisent inévitablement par une distorsion de l'image provenant de la rotation de phase de la sous-porteuse. Cette distorsion n'existe pas dans le standard PAL où la composante V change de ± 180° entre deux lignes successives.

Les spécifications générales du standard allemand PAL (fig. 2) sont les suivantes – où H représente B – Y et V représente R – Y :

1° Signal vidéo représentant les variations de luminance.

2° Addition d'une sous-porteuse à l'intérieur de la bande vidéo, à une fréquence ne convenant pas en fonction de l'« entrelacement de fréquence » (interférences inévitables).

3° Modulation simultanée avec suppression de cette sous-porteuse par deux composantes de chrominance, dont l'une est le signal V (R – Y) et l'autre le signal H (B – Y), exigeant une même largeur de bande de 2 MHz (fig. 4).

4° Addition du signal de référence de phase (burst) destiné à la synchronisation de l'oscillateur local de sous-porteuse et à la synchronisation de l'inverseur de la composante R – Y (fig. 5).

Supposons que A_1 représente la sous-porteuse exacte pendant la 1re ligne et B_1 la sous-porteuse déphasée

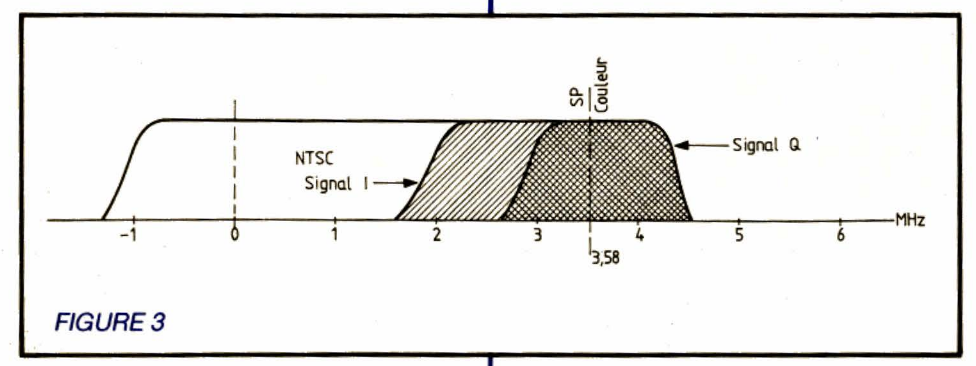
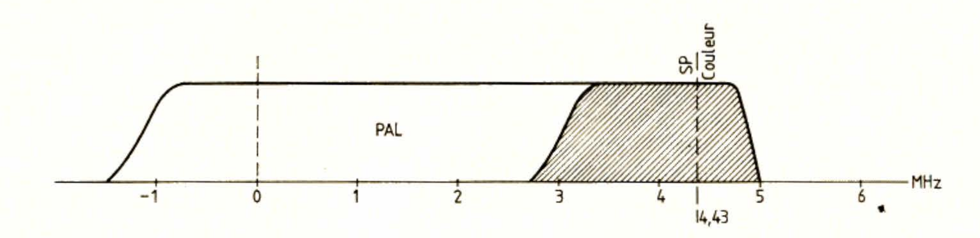
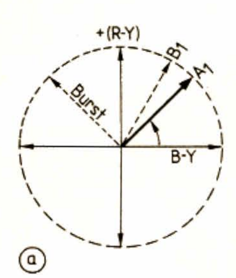


FIGURE 3

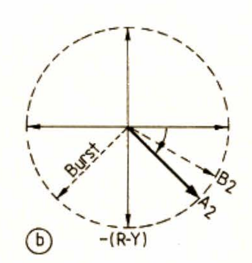


▲ *FIGURE 4*

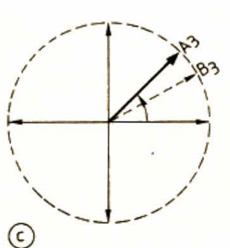
▼ *FIGURE 5 – Correction du déphasage PAL.*



A_1 représente la sous-porteuse transmise et B_1 la sous-porteuse reçue.



A_2 représente la sous-porteuse transmise pendant la ligne suivante et B_2 la sous-porteuse reçue pendant cette même ligne.



A_3 représente la sous-porteuse transmise pendant la 3ᵉ ligne et B_3 la sous-porteuse reçue. L'addition des vecteurs A_1 et B_1 produit le diagramme d pendant la 3ᵉ ligne.

pendant cette même ligne, donc accidentellement pendant la transmission (fig. 5a).

Pendant la 2ᵉ ligne, la composante R – Y du modulateur est inversée, d'où le diagramme de la figure 5b, où A_2 représente la sous-porteuse exacte et B_2 la sous-porteuse déphasée.

Pendant la 3ᵉ ligne, la composante R-Y retrouve la position de la 1ʳᵉ ligne, où A_3 représente la sous-porteuse exacte et B_3 la sous-porteuse déphasée (fig. 5c). L'emploi d'une ligne à retard de 64 µs permet d'obtenir le diagramme de la figure 5d où les sous-porteuses A_1 et B_1 de la 1ʳᵉ ligne apparaissent simultanément avec les sous-porteuses A_3 et B_3 de la 3ᵉ ligne. Le diagramme vectoriel de la figure 5d montre le rétablissement de la phase exacte de la sous-porteuse émise A_1.

Ce procédé de correction conduit à une fréquence de la sous-porteuse PAL qui n'est pas un multiple impair de la moitié de la fréquence ligne, mais

$f_{SP} = (284 - 1/4)\, f_{Ligne} + 25$ (Hz)
$= 4{,}433\,618\,75$ MHz.

L'« entrelacement de fréquence » luminance-chrominance est donc exclu, d'où la présence d'interférences.

Transmission séquentielle de deux sous-porteuses (SECAM)

La fréquence de la sous-porteuse destinée à la modulation de fréquence par le signal R – Y est un multiple pair de la fréquence ligne :

$282\, f_{Ligne} = 4{,}40625$ MHz.

La 2ᵉ sous-porteuse modulée en fréquence par B – Y a une fréquence porteuse de :

$272\, f_{Ligne} = 4{,}250$ MHz.

En absence de préemphase, la dé-

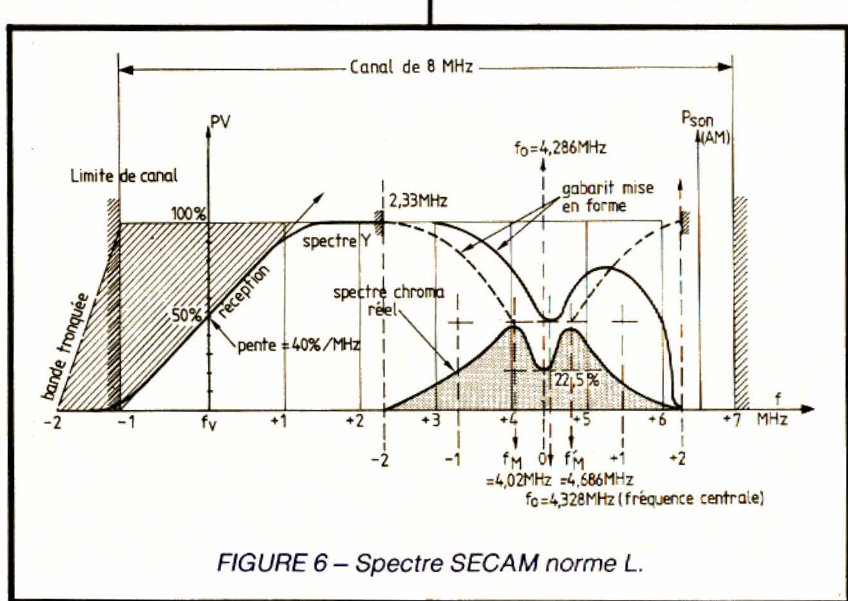


FIGURE 6 – Spectre SECAM norme L.



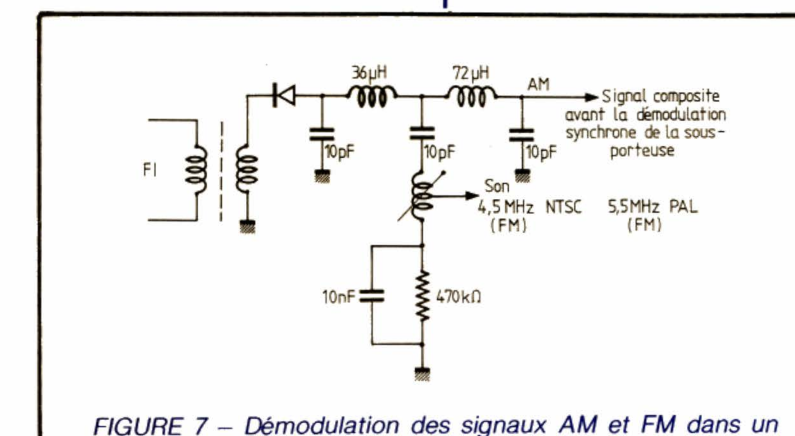


FIGURE 7 – Démodulation des signaux AM et FM dans un récepteur à système « intercarrier ».

viation de fréquence de la sous-porteuse 4,406 25 MHz est donnée par :
$\Delta f_{R-Y} = -(R-Y)\ 0{,}533$ MHz
et la déviation de fréquence de la sous-porteuse 4,250 MHz par :
$\Delta f_{B-Y} = +(B-Y)\ 0{,}3445$ MHz.

Les spécifications générales du standard SECAM (L) sont données en figure 6.

Comme exemple d'application, prenons une image de couleur bleue, où
$B = 0{,}75$, $V = 0$, $R = 0$
$Y = 0{,}11 \,.\, 0{,}75 = 0{,}08$
$R - Y = -0{,}08$
$B - Y = 0{,}75 - 0{,}08 = 0{,}67$.

En absence de préemphase, on a :
$\Delta f_{R-Y} = -0{,}08 \,.\, 533{,}3 = -42{,}66$ kHz
et
$\Delta f_{B-Y} = 0{,}67 \,.\, 344{,}5 = +230$ kHz.

L'examen du spectre de la figure 6 nous montre la présence des sous-porteuses (50 %) en absence de modulation, d'où l'origine d'interférences entre luminance et chrominance.

On retrouve le même défaut que celui du PAL.

Transmission du son en stéréophonie et double langage

Selon les standards, le son de la télévision est transmis soit en modulation d'amplitude (SECAM France), soit en modulation de fréquence (NTSC et PAL). Dans ce dernier cas, on utilise une porteuse de différence modulée en fréquence (4,5 MHz dans le NTSC et 5,5 MHz dans le PAL). Ce procédé, dit « *intercarrier* » permet d'amplifier l'image et le son dans le même amplificateur à fréquence intermédiaire du récepteur. Le détecteur produit, par suite du battement entre les deux porteuses son et image, une fréquence égale à la différence qui existe entre celles-ci, soit 4,5 MHz (NTSC), 5,5 MHz (PAL). La figure 7 montre la séparation vidéo et son. Des essais ont montré que tout battement entre porteuse son FM et sous-porteuse de chrominance est beaucoup moins désagréable sur l'image si la fréquence de battement est un multiple impair de la demi-fréquence de ligne. Ceci peut être aussi obtenu en séparant les porteuses son et image d'une quantité égale à un multiple pair de la fréquence ligne.

Les émissions stéréophoniques allemandes utilisent une première porteuse son avec un battement de 5,5 MHz ($f_1 = f_{Ligne} \times 352$) modulée en fréquence par la voie gauche (G) et la voie droite (D), soit (G + D)/2, et une deuxième porteuse son modulée en fréquence par la voie droite (D). Le décodeur du récepteur de télévision sépare les deux voies en dématriçant

$2D - (D + G) = D - G$,
ensuite $(D + G) + (D - G) = 2D$ et $(D + G) - (D - G) + 2\,G$ et finalement $2D/2 = D$ et $2G/2 = G$.

Ce procédé est compatible du fait que les récepteurs anciens reçoivent D + G. Ce procédé permet également de transmettre deux langues simultanément avec une séparation de > 50 dB.

Cette séparation est due à la fréquence de la deuxième porteuse son avec son battement à $f_2 = (f_{ligne}/2) \times 735 = 5{,}742\ 187\ 5$ MHz.

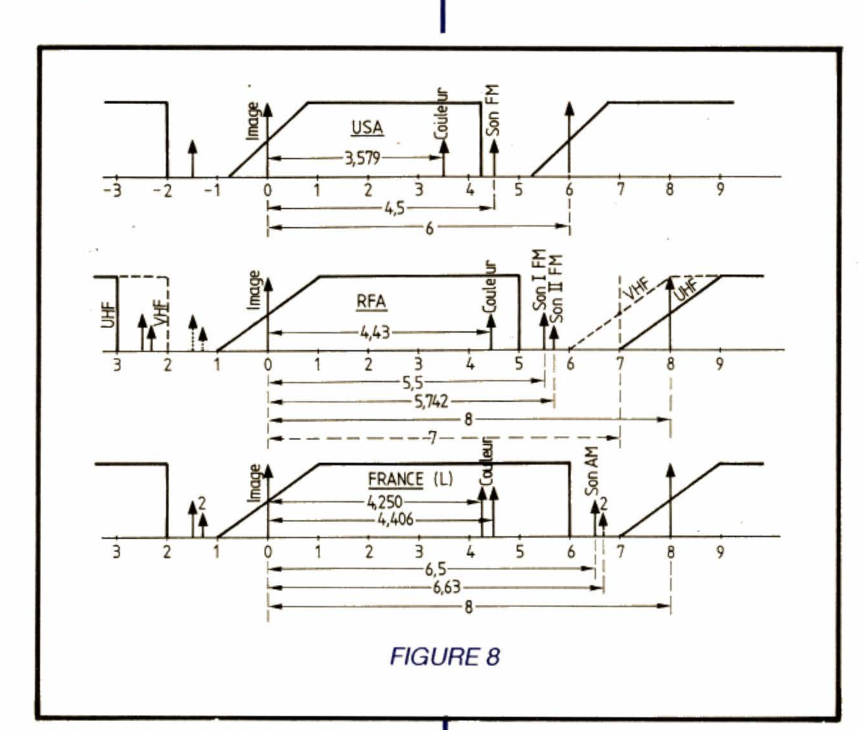


FIGURE 8

L'indicateur visuel du fonctionnement : mono, stéréo et deux langues

Afin de pouvoir informer le télespectateur sur le type de modulation en cours d'émission, la 2e porteuse son (canal 2) (5,742 187 5 MHz) est légèrement modulée en fréquence (± 2 kHz) par un signal d'identification 54,687 5 kHz ($3{,}5 \times f_{Ligne}$) lui-même modulé en amplitude avec un taux de 50 %. En mono (canal 1 et canal 2), la fréquence de modulation : 0 Hz. En sté-

réo, fréquence de modulation : 117,5 Hz (f_{Ligne}/133). En double langue, fréquence de modulation : 274,1 Hz (f_{Ligne}/57). Le codage en stéréo sur le canal 1 (5,5 MHz) contient le signal composite (G + D)/2 et sur le canal 2 le signal D. Le rapport image-son du 1er canal est de 13 dB, et du 2e canal de 20 dB, La déviation de fréquence maximale à 500 Hz est de ± 30 kHz pour les deux canaux. Préemphase 50 µs sur les deux canaux. Largeur de bande : 40-15 000 Hz sur les deux canaux. Séparation entre canaux : > 50 dB. La figure 8 montre la largeur des canaux en UHF (8 MHz) et, en traits interrompus, la largeur des canaux en VHF (7 MHz) en R.F.A. La même figure montre l'emplacement du canal son I 5,5 MHz et l'emplacement du canal son II 5,742 187 5 MHz. Les fréquences de ces deux canaux sont les mêmes en VHF et UHF.

Le système à deux porteuses son employé en télévision PAL permet de transmettre simultanément deux langues grâce à son pouvoir séparateur des deux canaux, qui est très supérieur à celui du procédé de stéréo employé en radiodiffusion où la porteuse est modulée en fréquence par (G + D) et la sous-porteuse par (D – G). Ce sont les bandes latérales de cette sous-porteuse (38 kHz) modulée en amplitude qui constituent le second signal destiné à la modulation de fréquence de la porteuse. Le récepteur doit reproduire (G + D) et (D – G). En sortie du discriminateur, on retrouve (G + D) et les bandes latérales sans la sous-porteuse. Il faut donc régénérer celle-ci. C'est le rôle du signal pilote (19 kHz) que l'émetteur transmet également en modulation de fréquence et que le récepteur reproduit. Il suffit de doubler sa fréquence pour rétablir la sous-porteuse (38 kHz) dans le démodulateur d'amplitude afin qu'il puisse délivrer (D – G). La répartition des spectres est représentée en figure 9.

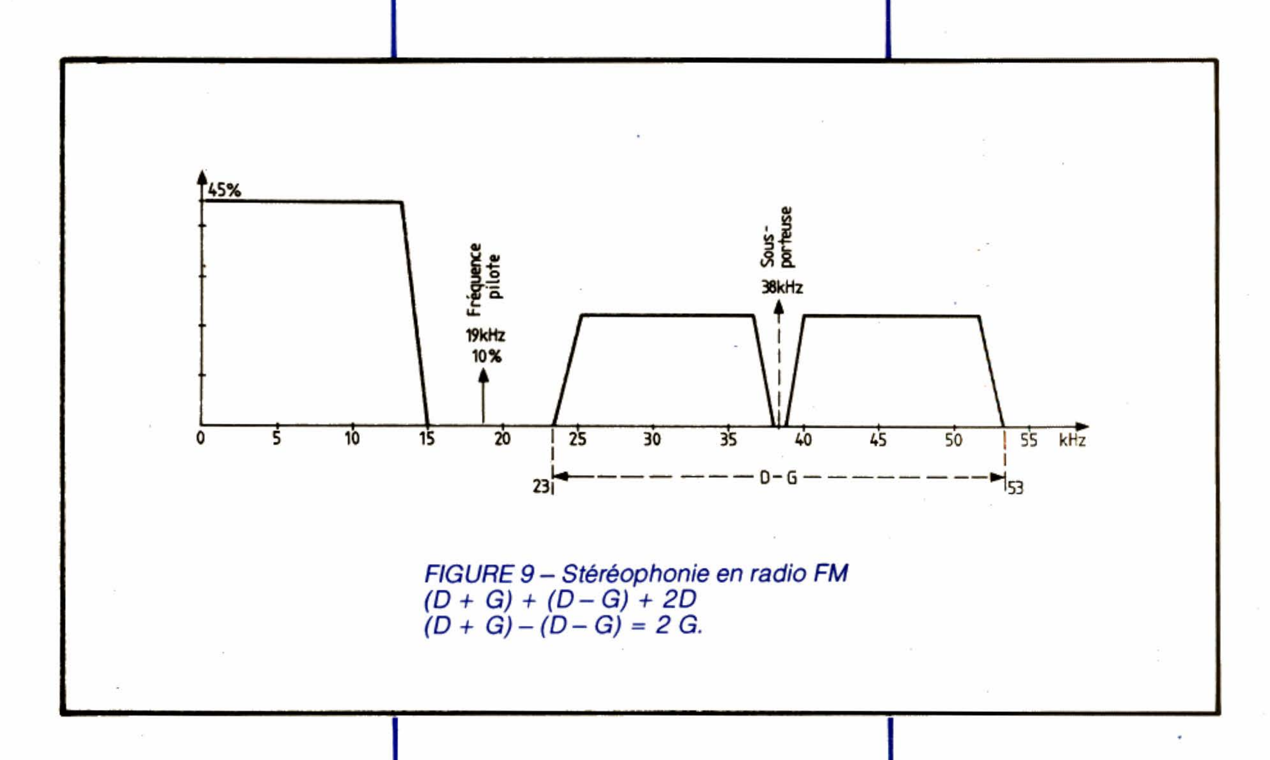


FIGURE 9 – Stéréophonie en radio FM
(D + G) + (D – G) + 2D
(D + G) – (D – G) = 2 G.

Transmission du son en modulation d'amplitude

La figure 8 montre la largeur des canaux et l'emplacement des porteuses image et son ainsi que celui des sous-porteuses couleur et stéréo. La largeur des canaux en RFA est de 7 MHz en VHF et de 8 MHz en UHF.

La porteuse son du SECAM est modulée en amplitude. L'écart entre la porteuse son et la porteuse image : 6,5 MHz. Le son étant modulé en amplitude, l'insertion d'une deuxième porteuse son est beaucoup plus difficile que celle effectuée en R.F.A. grâce au système « intercarrier ». La qualité d'une reproduction stéréophonique en Hi-Fi exige l'égalité des deux voies, aussi bien en amplitude qu'en phase. Une différence de transmission de seulement 20 µs produit une distorsion supérieure à 5 %. L'insertion d'une deuxième porteuse son ne peut être envisagée en modulation de fréquence ou modulation d'amplitude, étant donné que la largeur de bande des récepteurs actuels en fréquence intermédiaire est de l'ordre de 200 kHz. D'après les calculs et essais pratiques, la deuxième porteuse devrait être insérée à (f_L/2) . 849 = 6,632 812 5 MHz.

La transmission en parallèle AM et FM n'est pas encore réalisable. Notre procédé est basé sur un nouveau système « intercarrier » qui complique sérieusement les récepteurs.

R. ASCHEN

MISE AU POINT D'UN SYNTHETISEUR

Procédés particuliers

Le but de ce paragraphe est de développer certains aspects de la technique « synthétiseurs » qui permettront soit d'améliorer un ensemble quant à des facilités de trafic, soit d'étendre les possibilités de couverture : pas plus petit, par exemple. On s'apercevra que les astuces dans ce domaine ne sont limitées... que par les limites de l'imagination du concepteur.

1° Obtention d'un pas dix fois plus petit sans modification du pas global du synthétiseur

Nous possédons par exemple un synthétiseur à un pas relativement grand – 10 kHz pour fixer les idées –, avec en corrélation peu de diviseurs programmables utiles, une bonne pureté spectrale et un filtrage aisé des raies parasites.

On peut exploiter ce synthétiseur (s'il est à changement de fréquence quartz) à un pas fictif de 1 kHz, soit dix fois mieux, en ramenant une tension en marches d'escalier sur une diode varicap du changement de fréquence.

Nous parlons de « pas fictif », car la conversion passe du domaine digital à l'analogique avec un diviseur qui n'est pas dans la boucle du synthétiseur mais dans les compteurs-décompteurs de la programmation seulement (fig. V-17). Le procédé est relativement simple ; il exploite les niveaux binaires de sortie d'un compteur en leur accordant le « poids » en tension qu'ils ont dans l'ordre des nombres de 0 à 9.

Le réseau des résistances va donner pour le chiffre 0, c'est-à-dire 0000 sur les quatre sorties, une tension nulle en A. Pour le chiffre 1, la sortie Q_1 passera à l'état 1, ce qui produira – toujours grâce au réseau de résistances en rapport R-2R – un premier palier, et ainsi de suite. Si nous obtenons U volts lorsque le compteur se trouve à la position 9, chaque marche d'escalier aura une tension propre en sortie = n × U/9 qui caractérisera chaque nombre avec le réseau R-2R. La précision des valeurs des résistances (1 % de préférence) donnera la justesse d'écart en tension à chaque niveau de marche (fig. V-18).

peuvent être toutes de la même valeur en adoptant une constitution série (ou parallèle).

Précautions sur le VXO : il conviendra d'ajuster de façon précise l'excursion pour U volts sur la varicap constituant 10 kHz de shift en fréquence. Ce peut être rendu par le jeu d'une capacité ajustable C_1. Il convient absolument, par ailleurs, que cette excursion

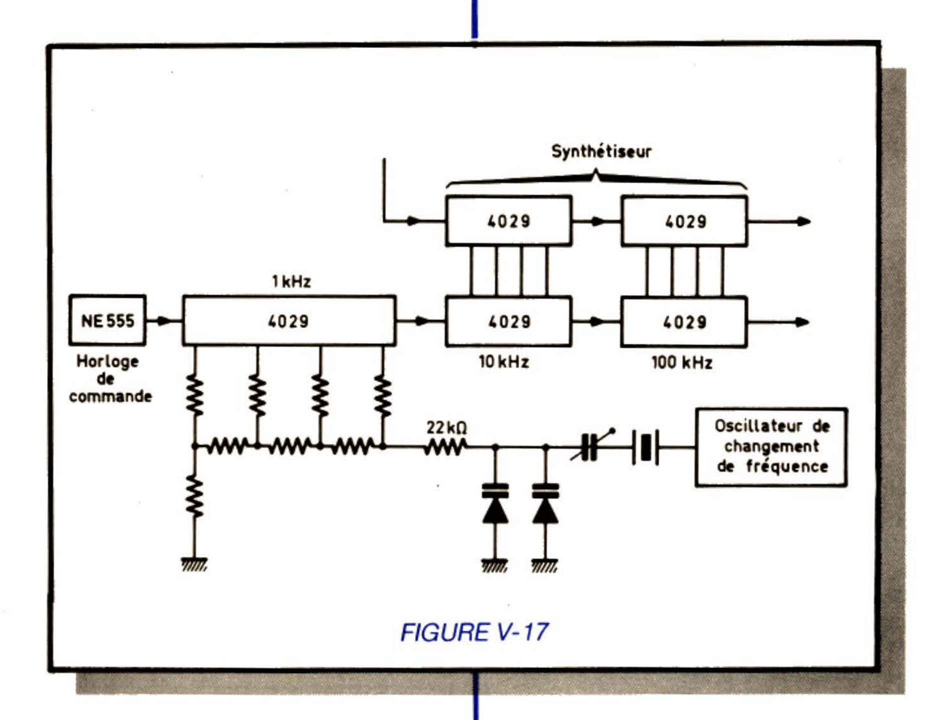


FIGURE V-17

Le compteur est programmé, sur l'exemple, en décimal, mais en portant la broche 9 au potentiel 1, nous aurions un comptage en binaire et donc quinze marches d'escalier. En générant des créneaux à une vitesse rapide, nous pouvons obtenir à l'oscilloscope toute une suite de marches d'escalier de l'allure de la figure V-19. Les résistances

se fasse dans une portion linéaire de la diode afin qu'à V en tension corresponde bien 1 kHz en fréquence. Il est souvent préférable de mettre plusieurs varicaps en parallèle pour optimiser la linéarité (fig. V-20). On peut amplifier et décaler cette tension par l'intermédiaire d'un ampli opérationnel du type LM741.

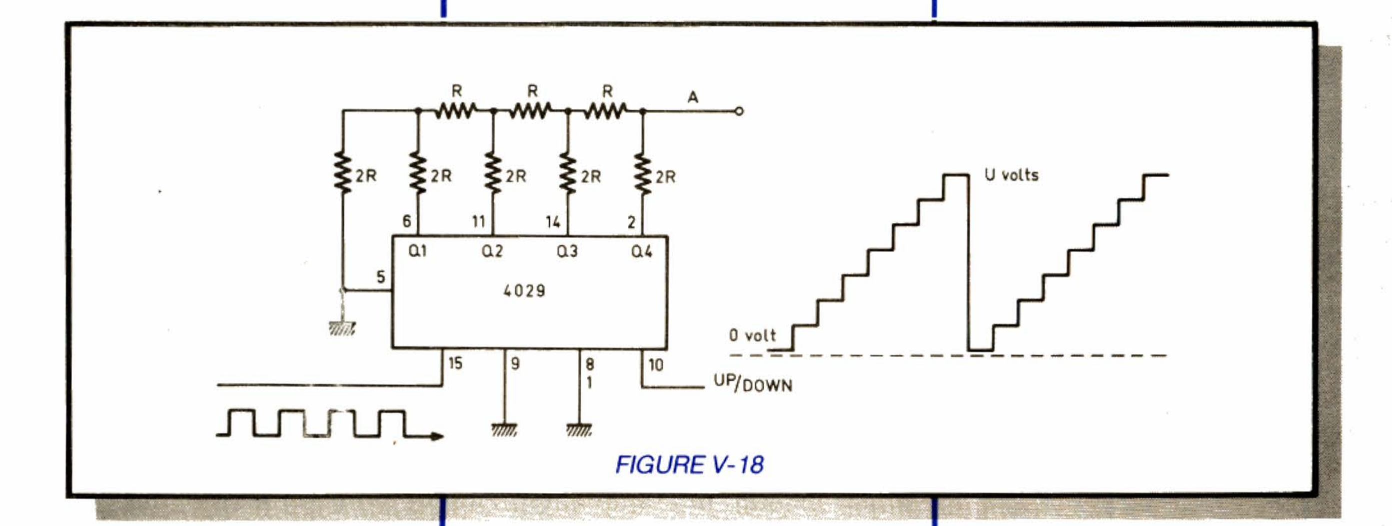


FIGURE V-18

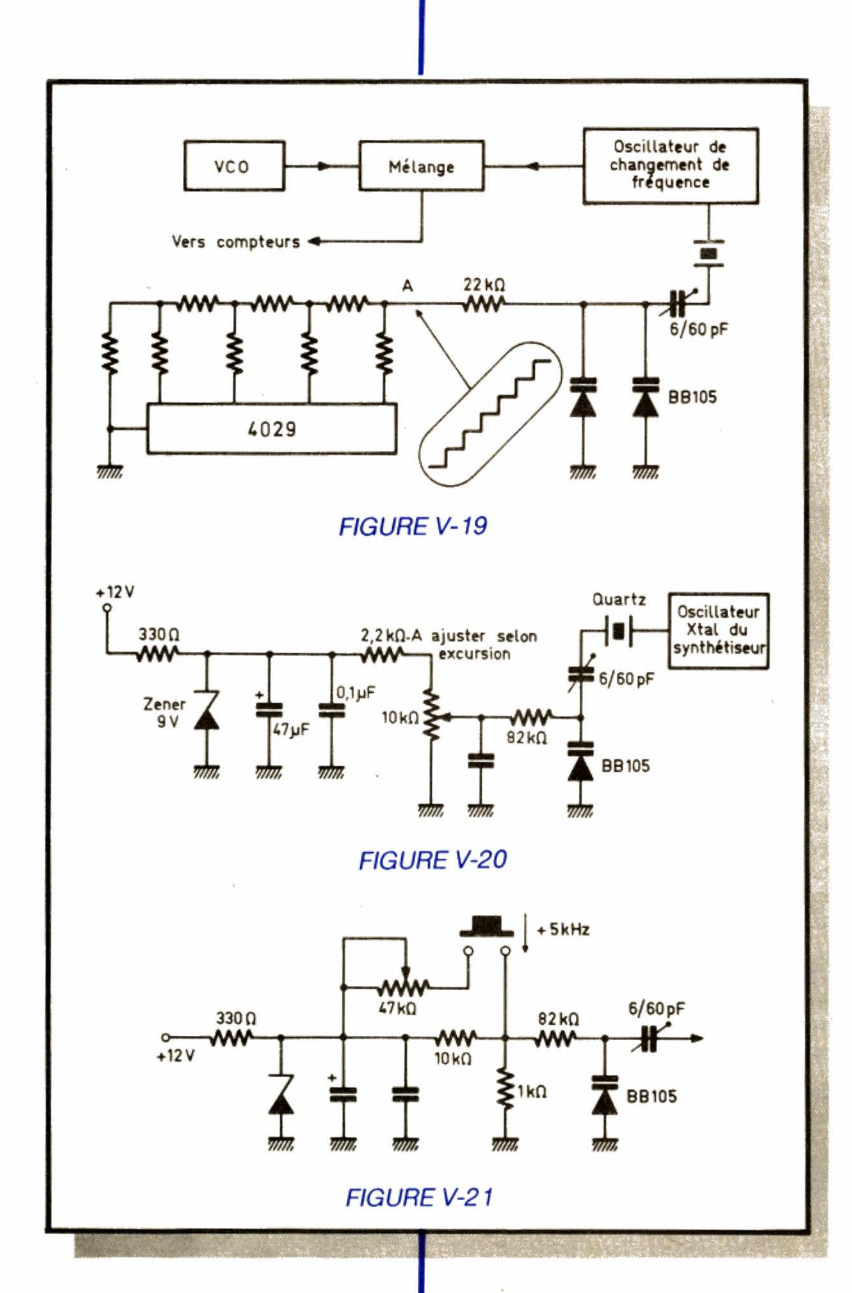


FIGURE V-19

FIGURE V-20

FIGURE V-21

2° Interpolation des pas. Possibilité de glissement entre canaux

C'est une simplification du cas précédent. Si nous trafiquons avec des pas de 25 kHz, il nous sera loisible de nous déplacer de part et d'autre de la fréquence pour suivre un correspondant dont la fréquence n'est pas stable ou qui est piloté VFO à quelques kHz d'un pas rond : 145,208 MHz, par exemple. Nous conservons les mêmes éléments. Il suffit alors de placer un potentiomètre en A (à variation linéaire)

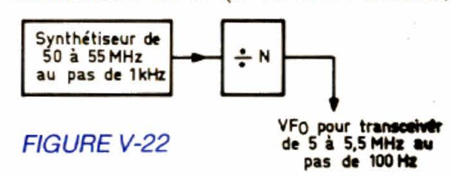


FIGURE V-22

dont le point de repos central correspondra à l'ajustement du pas. Afin de garder une tension de référence fixe et donc une fréquence correcte, il conviendra de stabiliser la tension.

3° Ajouter + 5 kHz ou tout autre écart (fig. V-21)

C'est une autre variante, indispensable en mobile, afin de ne pas avoir d'ajustement en fréquence à effectuer. L'appareil synthétisé fonctionne au pas de 10 kHz et ne couvre donc pas tous les canaux standard. Un seul bouton poussoir va permettre d'ajouter + 5 kHz à la fréquence lue sur les roues codeuses :
144,220 + 0,005 = 144.225...

4° « Pas » n × fois plus petit (fig. V-22)

La recherche accrue des meilleures caractéristiques de bruit de phase sur les synthétiseurs conduit à l'emploi de méthodes diverses pour un filtrage aisé

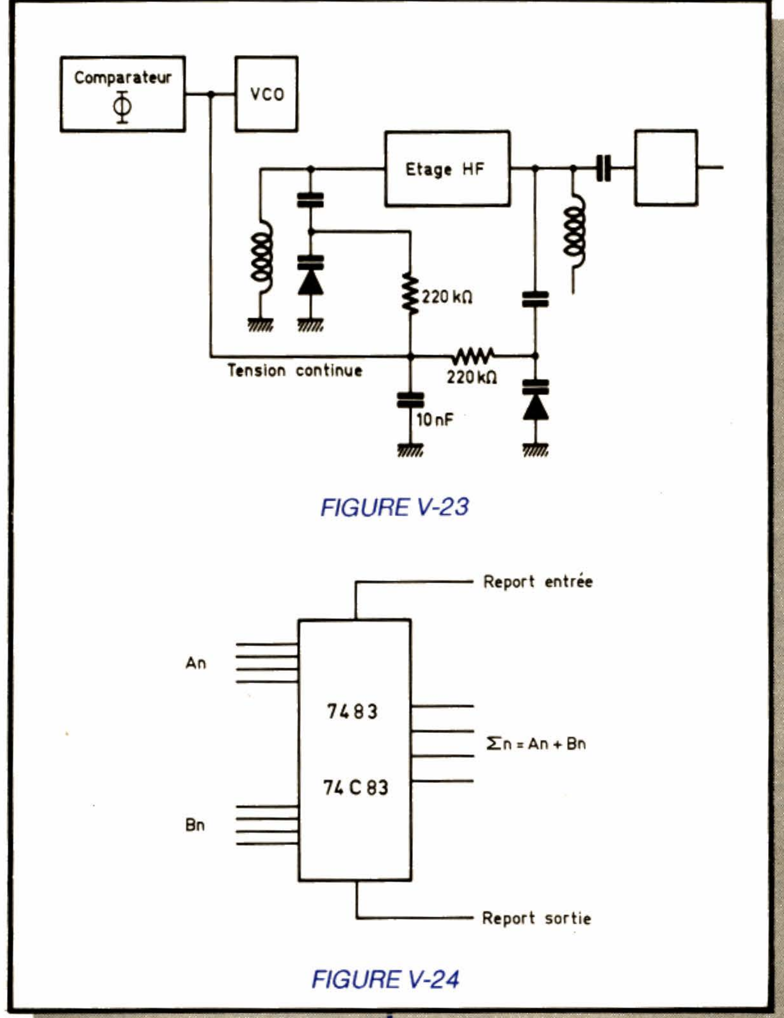


FIGURE V-23

FIGURE V-24

et un pas relativement fin pour l'exploitation en BLU (Bande Latérale Unique : SSB) ou en CW.

Une solution consiste à faire travailler le synthétiseur sur une fréquence haute avec un pas N fois plus grand que celui à obtenir en réalité. Il suffira ensuite, en sortie de VCO, de diviser la fréquence par N. Supposons que l'on veuille obtenir un VFO pour transceiver décamétrique de 5,500 MHz à 5,000 MHz : couverture de 500 kHz au pas de 100 Hz. On peut construire dans ce cas un synthétiseur excursionnant de 55,000 MHz à 50,000 MHz au pas de 1 kHz. Nous aurons bien, après division par 10 (10136, 95H90...), 500 kHz d'excursion à 100 Hz.

Le bruit de phase se trouve grandement amélioré du fait de la division par « N ».

5° La tension de commande de VCO et l'accord des étages d'entrée réception

A la sortie du comparateur de phase, nous disposons d'une tension continue, variable, qui croît en même temps que la fréquence de fonctionnement. (Voir chapitre sur les varicaps.)

On pourra appliquer celle-ci sur les circuits d'accord d'un émetteur ou d'un récepteur afin de garder une grande sélectivité des circuits en même temps qu'une forte couverture de bande.

Des diodes varicaps sont alors mises en parallèle sur les selfs d'accord. Une capacité en série empêche le court-circuit en continu, tandis que la résistance de forte valeur en liaison (220 kΩ, par exemple) évite l'amortissement de LC (fig. V-23).

6° Il peut être très pratique de vouloir se déplacer en fréquence d'une quantité identique de kHz. Shift de répéteur, par exemple.

L'additionneur binaire fournit une solution à ce genre de problème. Il existe en version TTL et C-MOS : 7483, 74C83, 4560...

Il se compose de quatre entrées A, quatre entrées B, quatre sorties Σ.

Une entrée report et une sortie per-

Suite des nombres de 0 à 63
avec leur correspondance binaire

F	E	D	C	B	A	
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	1	1
0	0	0	0	1	0	2
0	0	0	0	1	1	3
0	0	0	1	0	0	4
0	0	0	1	0	1	5
0	0	0	1	1	0	6
0	0	0	1	1	1	7
0	0	1	0	0	0	8
0	0	1	0	0	1	9
0	0	1	0	1	0	10
0	0	1	0	1	1	11
0	0	1	1	0	0	12
0	0	1	1	0	1	13
0	0	1	1	1	0	14
0	0	1	1	1	1	15
0	1	0	0	0	0	16
0	1	0	0	0	1	17
0	1	0	0	1	0	18
0	1	0	0	1	1	19
0	1	0	1	0	0	20
0	1	0	1	0	1	21
0	1	0	1	1	0	22
0	1	0	1	1	1	23
0	1	1	0	0	0	24
0	1	1	0	0	1	25
0	1	1	0	1	0	26
0	1	1	0	1	1	27
0	1	1	1	0	0	28
0	1	1	1	0	1	29
0	1	1	1	1	0	30
0	1	1	1	1	1	31
1	0	0	0	0	0	32
1	0	0	0	0	1	33
1	0	0	0	1	0	34
1	0	0	0	1	1	35
1	0	0	1	0	0	36
1	0	0	1	0	1	37
1	0	0	1	1	0	38
1	0	0	1	1	1	39
1	0	1	0	0	0	40
1	0	1	0	0	1	41
1	0	1	0	1	0	42
1	0	1	0	1	1	43
1	0	1	1	0	0	44
1	0	1	1	0	1	45
1	0	1	1	1	0	46
1	0	1	1	1	1	47
1	1	0	0	0	0	48
1	1	0	0	0	1	49
1	1	0	0	1	0	50
1	1	0	0	1	1	51
1	1	0	1	0	0	52
1	1	0	1	0	1	53
1	1	0	1	1	0	54
1	1	0	1	1	1	55
1	1	1	0	0	0	56
1	1	1	0	0	1	57
1	1	1	0	1	0	58
1	1	1	0	1	1	59
1	1	1	1	0	0	60
1	1	1	1	0	1	61
1	1	1	1	1	0	62
1	1	1	1	1	1	63

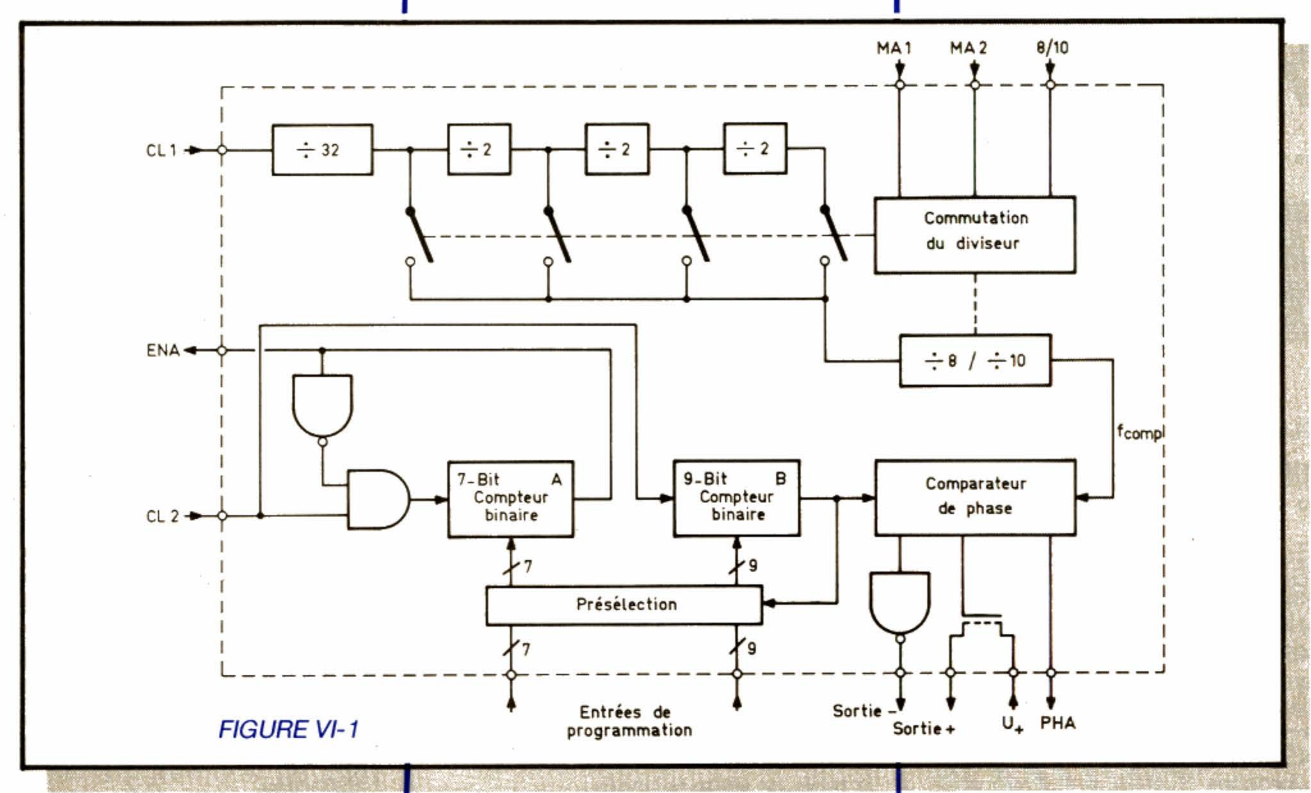


FIGURE VI-1

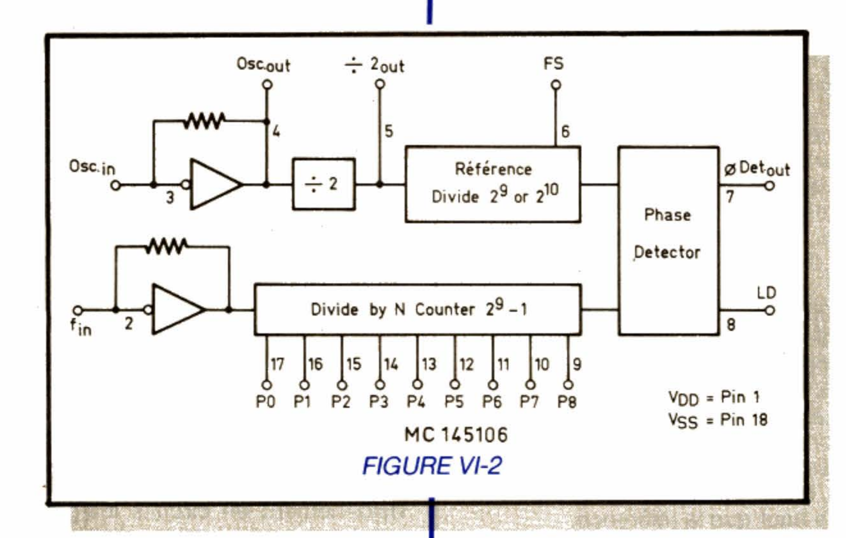


FIGURE VI-2

mettent la mise en cascade de tels circuits (fig. V-24).

Une autre solution par quartz sur le changement de fréquence existe également (voir application).

Si toutes les entrées B_n sont à zéro, il y a recopie, en Σ_n, des informations de A_n.

Nous terminons ce chapitre par un tableau des nombres jusqu'à 63 en système binaire, tableau auquel il sera loisible de se reporter en tant que de besoin sans avoir à refaire le calcul, aussi simple que fastidieux.

CHAPITRE VI
Les circuits intégrés synthétiseurs LSI
(Large Scale Integration)

Il s'agit d'une génération nouvelle de synthèse de fréquence à intégration grande échelle (LSI) qui permet de réunir sur une seule « puce » de silicium plusieurs fonctions différentes du synthétiseur.

On trouve habituellement :

– l'oscillateur de référence avec ses diviseurs ;
– le comparateur de phase ;
– une ou deux séries de diviseurs programmables en binaire ;
– éventuellement, diverses commandes de shift ou de programmation, ainsi que le détecteur de verrouillage, un filtre intégré...

Nous avons donné une application du S187B de Siemens à laquelle on voudra bien se reporter pour les détails (fig. VI-1).

Nous allons analyser le 5104, qui existe chez Motorola sous le sigle MC 145104 et sq. et chez National Semiconductors, MM55104...

Le fait de procéder par haute intégration donne de nombreux avantages de dimensions (un seul boîtier pour trois fonctions), de facilité de mise en œuvre, de compatibilité et souvent de prix de revient (MC145104 : 28 F HT unité/1980).

En revanche, la flexibilité à des plans de fréquences particuliers est plus limi-

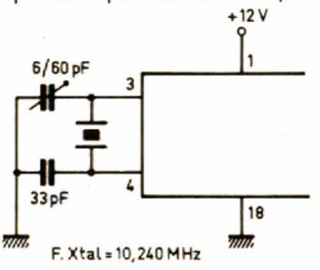


FIGURE VI-3

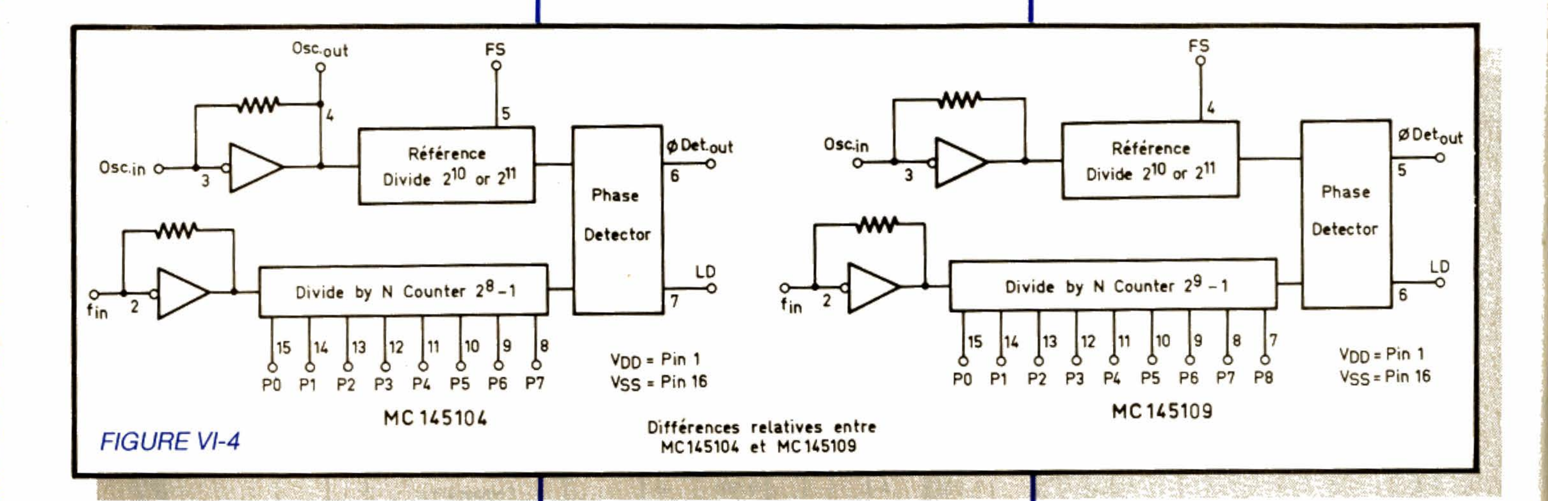


FIGURE VI-4

tée. En l'occurrence, le pas de fréquence direct est ⩽ 10 kHz. Les diviseurs ne peuvent excéder $2^8 - 1 = 255$ ou au mieux $2^9 - 1 = 511$ pas (pour le MC145106, par exemple).

Voyons-en les détails sur le plus complet de la série : version à 16 broches cependant (simplement), MC145106 (fig. VI-2).

En broches 3 et 4, nous avons un oscillateur à quartz complet avec résistance de polarisation intégrée, auquel il suffira d'adjoindre deux capacités dont l'une sera variable pour l'ajustement en fréquence. Les risques d'erreur de câblage sont limités (fig. VI-3) !

Nous trouvons en 5 une sortie permettant $F_{osc.}/2$, très utile pour une combinaison de changement de fréquence (particulièrement sur 27 MHz, application visée du chip) : 5,12 MHz × 5 = 25,6 MHz en oscillation locale.

Les diviseurs du signal de référence peuvent être programmés pour une division de $F_{quartz}/2^9$ (512) ou 2^{10} (1024), ce qui, avec un cristal de 10,240 MHz et le premier diviseur par 2, établit une fréquence finale de comparaison de 10 kHz ou 5 kHz selon le niveau sur FS (pin 6).

F.S. Frequency Select
10 kHz = « 1 » logique
5 kHz = « 0 » logique

Neuf entrées permettent d'accéder aux diviseurs programmables de : N, ce qui donne une possibilité de comptage de $2^9 - 1$, c'est-à-dire de 511 pas, avec la table de vérité suivante :

N	P_0	P_1	P_2	P_3	P_4	P_5	P_6	P_7	P_8	
1	X	0	0	0	0	0	0	0	0	
2	0	1	0	0	0	0	0	0	0	
3	1	1	0	0	0	u	0	0	0	
51	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

1 = niveau logique haut
0 = niveau logique bas
X = indifférent = 0 ou 1.

Un problème important est de rendre compatible la lecture de la fréquence avec l'affichage en binaire des états d'entrée des compteurs, à moins de n'avoir que quelques canaux à programmer.

Il faut en venir rapidement à la solution, somme toute simple, de la programmation des entrées par une chaîne de diviseurs binaires avec affichage digital prépositionnable.

Une autre solution serait d'employer des mémoires PROM, mais la résolution est moins souple quant à la confection des programmes.

Le comparateur de phase est à « trois états » (tristate), avec un niveau haut lorsque la fréquence du VCO est plus basse que celle de la référence, un niveau bas en tension lorsque le VCO est plus haut que la référence.

En situation de verrouillage, la sortie est mise à haute impédance et donc hors circuit.

La pin 8 sert d'indicateur :
« 1 » pour verrouillé
« 0 » pour oscillateur libre.

L'indication peut servir pour piloter une lampe LED en témoin, par l'intermédiaire d'un transistor de commande, ou pour inhiber le passage en émission lorsque la boucle est en situation de déverrouillage.

Cette nouvelle génération de circuits est complétée par les MM55108 et 110 qui comportent en plus une commutation N + 91 qui permet un décalage de 91 fois le pas utilisé (fig. VI-4). Si l'on opère à 5 kHz, nous aurons 455 kHz de shift pour passer en émission (91 × 5 = 455). Le MM55110 a également un amplificateur intégré pour filtrage élaboré de la tension de commande issue du détecteur de phase.

Avec une possibilité de $2^{10} - 1$ (1023) canaux, nous aurons un (presque) synthétiseur avec d'intéressantes possibilités.

La grande intégration permet aussi la confection aisée de boucles complexes : double boucle de phase, par exemple, pour couvrir ainsi par un premier synthétiseur les gammes larges de la bande aviation et explorer chaque sous-gamme par la deuxième boucle.

Nous ne donnerons pas davantage de détails sur ce type de synthétiseurs qui se ressemblent beaucoup lorsqu'on a bien compris les diverses fonctions de synthèse.

Le MPS 7139 de Micro Power Systems a, par exemple, des caractéristiques sensiblement équivalentes au MC145106. On voudra bien se reporter à ce qui a été dit plus haut. N'entrent plus alors en ligne de compte que des conditions de prix de revient, et surtout de disponibilité du matériel car l'approvisionnement en circuits intégrés n'est pas toujours évidente tant la mouvance des composants est rapide, une nouveauté poussant l'autre !

Ainsi se termine cette étude théorique de la synthèse de fréquence et de ses applications pratiques dans le domaine de la réception et de l'émission. Sans être tout à fait exhaustive, elle aura, croyons-nous, si nous en jugeons par l'abondance du courrier reçu, retenu l'attention de nombreux lecteurs, et c'était bien là notre but. Nous nous réservons d'ailleurs de revenir sur le sujet et sur ses applications toutes les fois que nous le jugerons utile.

Michel LEVREL (F6 DTA)
Robert PIAT (F3 XY)



(XI) PRATIQUE DE LA MESURE

L'OSCILLOSCOPE

2. Mesure des déphasages

Lorsque l'on situe des signaux rectangulaires, l'un par rapport à l'autre et dans le temps, on détermine la durée séparant des points caractéristiques de l'un et de l'autre : « distance » entre fronts, par exemple. On parle alors de retard (en s, ou ms, ou µs). Par contre, quand les signaux sont sinusoïdaux, on préfère parler de déphasage, et cette donnée est presque toujours exprimée en unités d'angle. Ceci par référence à l'interprétation vectorielle des courants sinusoïdaux et au cercle trigonométrique. Voir n° 1698 du *Haut-Parleur !*

Lorsque deux signaux sinusoïdaux ont la **même fréquence :**

– Ils sont **en phase** si leurs alternances de même sens coïncident dans le temps. Voir Photo **AC.**

– ils sont en **opposition de phase** si une alternance positive de l'un coïncide exactement avec une négative de l'autre. Voir Photo **AD.**

– Dans les autres cas, on dit qu'il y a décalage de phase et on essaie d'exprimer cette situation par une mesure.

Deux méthodes sont possibles avec l'oscilloscope.

a) Méthode de la double trace

Il suffit d'appliquer les deux signaux en cause aux deux voies de notre oscilloscope à double trace et d'observer les positions relatives des sinusoïdes. Voir Photo **AF.** Voilà sur ce cliché deux sinusoïdes dont l'une est en avance sur l'autre. Au fait, laquelle ? C'est la question à 100 F !

Tout d'abord rappelons-nous que le balayage se fait de gauche à droite. Donc tout point d'un oscillogramme se trouvant *à gauche* d'un autre s'est inscrit *avant* cet autre ! Conséquence, la sinusoïde du haut (H) est en **avance** sur celle du bas (B). Compte tenu des positions exactes, nous pouvons évaluer cette avance à une division du graticule, la période complète durant cinq divisions.

Rappelons aussi que la période d'une fonction sinusoïdale correspond à un tour du cercle trigonométrique, soit donc à 360° ou 2 π radians (pour les forts en math !). D'où le calcul très simple du déphasage :

1 période → 5 divisions → 360°
déphasage → 1 division
→ (360/5) × 1 = 72°

La sinusoïde H est donc en avance de phase de 72° sur B, laquelle, *dixit...* La Pallice, est en retard de phase de 72°. Notons d'ailleurs que tout cela est relatif car, dans le monde des fonctions périodiques, il peut n'y avoir ni début ni fin... Nous avons dit que H était en avance d'une division sur B, mais on peut aussi dire qu'elle est en retard de quatre divisions, puisque la seconde crête positive de H (Photo **AF**) est à quatre divisions « à droite » de la première de B ! Dans ces conditions *une avance de phase de* **a°** équivaut à un *retard de phase de*

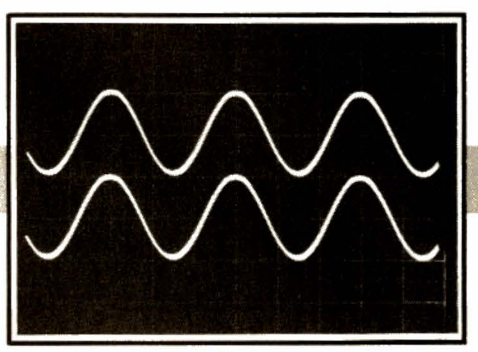


PHOTO AC
Deux sinusoïdes en phase.

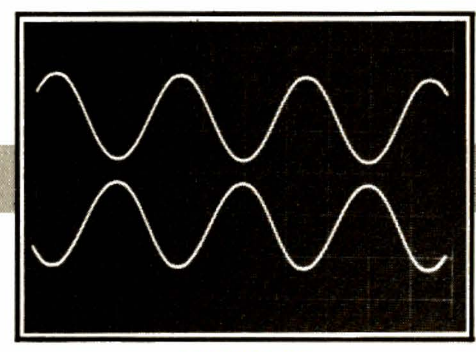


PHOTO AD
Deux sinusoïdes en opposition de phase.

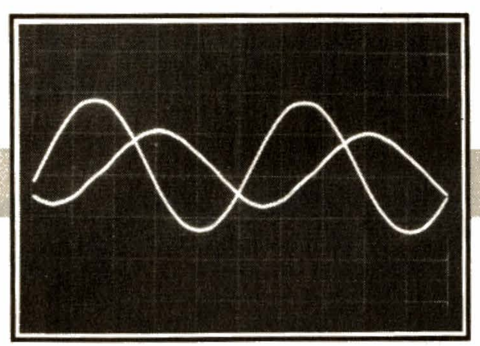


PHOTO AE
Un décalage de phase quelconque entre nos deux sinusoïdes'

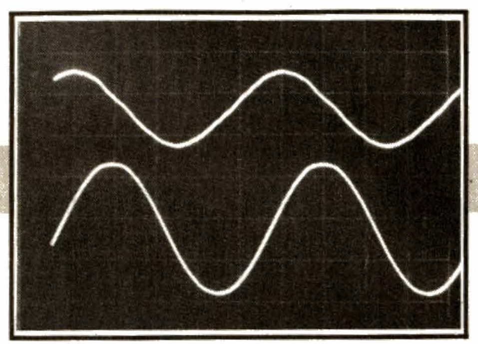


PHOTO AF. – Mesure du déphasage entre les deux sinusoïdes. Il faut mesurer avec précision le retard de l'une, par rapport à la période commune.

(360 – a)°. Communément on choisit toujours par défaut la valeur la plus faible de l'angle de déphasage. Ainsi, entre 130° d'avance et (360 – 130) = 230° de retard, on préfèrera 130° d'avance, car 130 < 230.

b) Méthode X Y

Une autre méthode de mesure du déphasage est également possible. Elle consiste à injecter un signal sur une voie Y (en mode simple trace) et l'autre signal sur la voix X, entrée directe, c'est-à-dire déconnectée du générateur de balayage. Ce sont donc les deux signaux qui assurent les deux balayages, tant horizontal que vertical.

En procédant de cette manière, avec les deux sinusoïdes nous ayant donné la photo **AF,** nous obtenons la photo **AG,** sur laquelle nous voyons une courbe elliptique. La détermination du déphasage est assez facile :

– Régler l'amplitude verticale (en fignolant avec le décalibrage) et le cadrage V, pour placer les points haut et bas de la courbe exactement entre deux horizontales du graticule, pourquoi pas entre le 100 % et le 0 %, ce qui correspond à 5 divisions de hauteur. On a alors H = 5 div. = 25 subdivisions. On n'a pas à se préoccuper de l'amplitude horizontale, dans la mesure où la courbe s'inscrit raisonnablement dans l'écran.

– Régler le cadrage H pour un parfait centrage de l'ellipse.

– L'ellipse recoupe l'axe vertical médian en deux points. Compter le nombre de subdivisions séparant ces deux points. Nous trouvons sur le cliché 23,5 subdivisions. On a h = 23,5.

– Le calcul du déphasage s'effectue à l'aide de la formule :

d = arc sin (h/H) ou $\sin^{-1}$ (h/H)

Ce qui signifie simplement que h/H représente le sinus de l'angle **d** et que l'on doit rechercher **d** par l'intermédiaire de ce sinus.

Ex : ici h/H = 23,5/25 = 0,94

Quel est l'angle ayant un sinus de 0,94 ? Réponse dans une table de rapports trigonométriques ou à l'aide d'une calculatrice, voire d'un ordinateur (trop fort n'a jamais manqué !)

La réponse cherchée est de toute façon de 70° !

Ce n'est pas si mal, puisque la mesure précédente, pour les mêmes signaux, avait donné 72°. (La précision d'un oscillo ne peut guère dépasser 5 %.)

Nous donnons d'autres photos correspondant à des déphasages particuliers :

– **Photo AH.** Le déphasage est nul (signaux en phase). L'ellipse est réduite à une droite. On a h = 0, donc h/H = 0, donnant **d** = 0° ou 360°.

– **Photo AI.** Un déphasage de 90° (signaux en *quadrature*). L'ellipse tend à devenir un cercle si les amplitudes H et V sont égales. On a h = H, d'où : h/H = 1 et **d** = 90° ou 270°

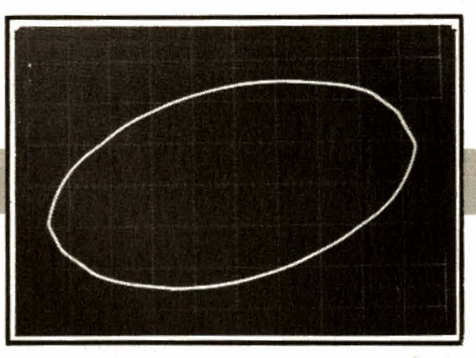


*PHOTO AG
Mesure du déphasage par la méthode de l'ellipse.*

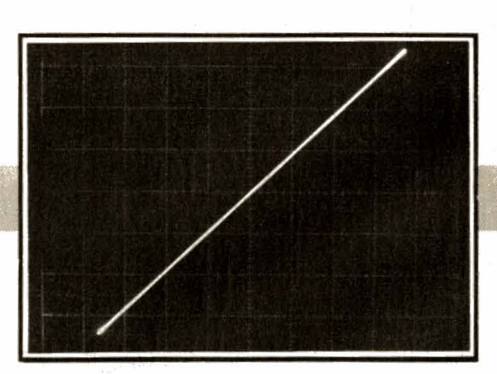


PHOTO AH. – Déphasage nul, par la méthode de l'ellipse. La pente de la droite ne dépend que des amplitudes respectives des signaux.

– **Photo AJ.** Déphasage de 180° (signaux en opposition de phase).

N.B. :

L'interprétation des photos **AH** et **AJ** suppose que les voies X et Y ont des sens de déviation corrects : vers le haut ou vers la droite si les attaques sont de sens positif. Dans ces conditions, si la pente du grand axe de l'ellipse est positive (ellipse dans les quadrants I et III), le déphasage est compris entre 0 et 90°. Par contre, si cette pente est négative (ellipse dans les quadrants II et IV), le déphasage est entre 90° et 180°.

– Pour que la méthode X Y soit valable, il faut évidemment que l'oscilloscope n'apporte pas lui-même de déphasage parasite entre les voies X et Y. Or, dans la quasi-totalité des cas, ces voies sont de technologies différentes, la voie Y étant plus performante que la voix X. Dans ces conditions, il y a forcément déphasage à certaines fréquences (soit très basses, soit élevées).

Pour appliquer la méthode X Y, il faut donc lever le doute. C'est très simple : appliquer le même signal sur les deux voies en cause, en ajustant les amplitudes pour ne pas déborder l'écran. On doit obtenir la droite de pente positive illustrée en photo **AH** et caractérisant le déphasage nul ! Ceci à la fréquence d'essai. En actionnant la commande Inversion de la voie Y, on passe à la droite de pente négative, caractérisant l'opposition de phase.

3. Les figures de Lissajous

Ce sont de bien jolies courbes que l'on peut observer sur l'écran d'un oscilloscope, courbes fort utiles à l'époque où les fréquencemètres numériques n'existaient pas ! En effet, les figures de Lissajous permettent d'établir le rapport des fréquences entre les signaux appliqués d'une part sur l'entrée X et, d'autre part, sur l'entrée Y, de l'oscilloscope.

Bien entendu, dans cette configuration, la voie horizontale est déconnectée du balayage interne et reliée à l'entrée « signal externe », exactement comme nous venons de le faire pour les mesures de déphasage, en méthode X Y.

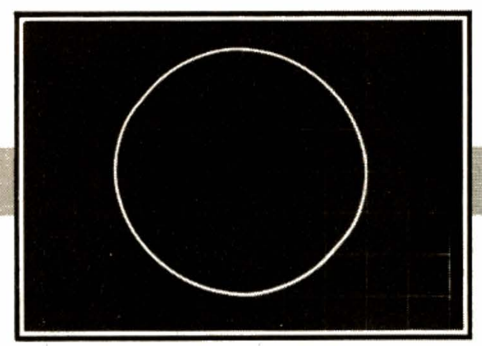


PHOTO AI. – Pour un déphasage de 90° et des amplitudes égales, l'ellipse est devenue un cercle.

D'ailleurs, les quatre oscillogrammes que nous avons obtenus à cette occasion, **AG, AH, AI** et **AJ** sont déjà des courbes de Lissajous ! Elles caractérisent un rapport de fréquence égal à 1.

Mais observons maintenant la photo **AK,** illustrant déjà mieux ce à quoi correspondent ces fameuses figures. Les deux signaux provoquant les déplacements du spot sont des sinusoïdes. C'est dans ce cas que les courbes sont les plus jolies ! Admettons un point de départ en A et suivons les déviations :

– **Sens vertical.** Départ en A, point haut du signal, passage en B, point bas puis arrivée en C, de nouveau point haut. Le trajet ABC correspond donc à une période du signal Y, assurant la déviation verticale.

De C, le mouvement continue jusqu'en D, deuxième point bas, puis retour en A. Une deuxième période de Y s'est donc accomplie :

Conclusion : la courbe **AK** correspond à deux périodes du signal Y.

– **Sens horizontal.** Départ en D, point situé à l'extrême gauche, passage en A pour arriver en B, à l'extrême droite (il n'y a aucune allusion politique là-dessous, soyez-en persuadés !), retour en D après passage intermédiaire en C. Le spot ayant fait un seul aller et retour horizontal, le signal X ayant provoqué le déplacement n'a développé qu'**une seule période.**

En définitive :
– 2 périodes en Y.
– 1 période en X.

Le rapport des fréquences Y et X est égal à 2.

Essayons de tirer les mêmes conclusions de la courbe, photo **AL.**

– **Sens vertical.** Départ en A (haut), passage en B (bas), en C (haut) – fin

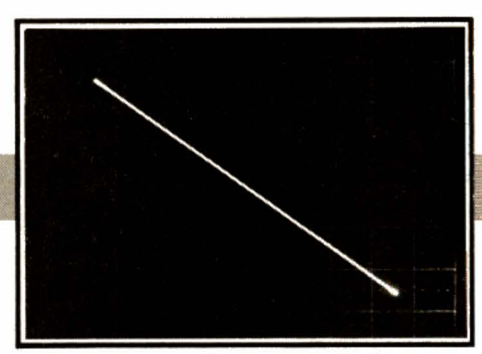


PHOTO AJ. – Signaux en déphasage de 180°, donc en opposition de phase. La pente de la droite est négative.



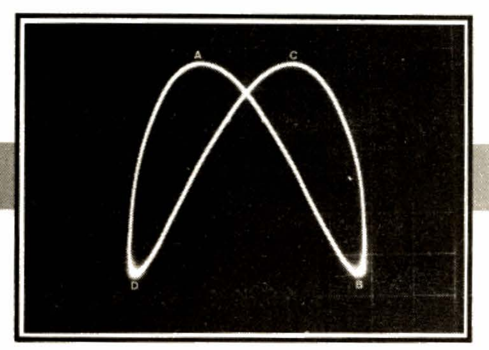


PHOTO AK
Courbes de Lissajous Rapport 2/1.

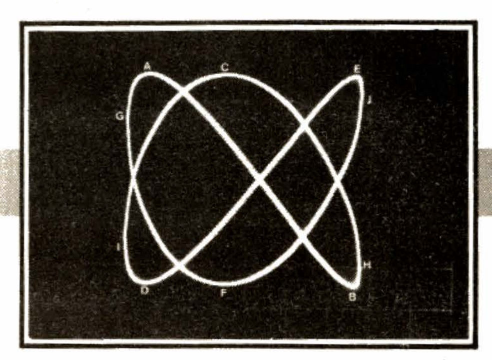


PHOTO AL
Courbes de Lissajous Rapport 3/2.

de la première période Y – De C (haut), passage en D (bas) puis en E (haut) – Fin de la deuxième période – De E (haut), passage en F (bas) et retour en A (haut) – Fin de la troisième période.

Durée du signal Y : 3 périodes.

– **Sens horizontal.** De G (gauche), passage en H (droite), puis en I (gauche) – Fin de la première période – De I, passage en J (droite) et retour en G – Fin de la deuxième période.

Durée du signal X : 2 périodes.

Le rapport entre les fréquences Y et X est de 3/2, soit 1,5.

Si nous connaissons la fréquence de l'un des signaux, il est aisé d'en déduire l'autre. Par exemple
si Y = 1 500 Hz,
alors 1 500/X = 3/2
d'où X = 1 500 × 3/2 = 1 000 Hz.

Le procédé de détermination du rapport Y/X que nous venons d'étudier est pédagogique, puisqu'il permet de comprendre et d'interpréter la courbe obtenue sur l'écran. En revanche, il est peut-être un peu long à l'usage. Un « truc » permet d'aller plus vite : il suffit de déterminer le rapport entre le nombre des points de tangence de la courbe avec une horizontale et le nombre des points de tangence avec une verticale. Ainsi, avec la courbe **AK :**

– deux points de contact horizontaux : A et C ;

– un point de contact vertical : D (ou B).

Rapport Y/X = 2/1 = 2

Avec la courbe **AL :**

– trois points de contact horizontaux : A, C et E ;

– deux points de contact verticaux : G et I.

Rapport Y/X = 3/2 = 1,5.

Les photos **AK** et **AL** ont, sur le papier, une immobilité exemplaire. Et pour cause ! Dans la réalité des choses, il en est tout autrement. Pour que les figures soient stables, il faut que d'une part les fréquences des deux signaux le soient parfaitement et, d'autre part, que le rapport des fréquences soit un nombre arithmétique simple. Faute de quoi, le spot entame sur l'écran un joyeux gymkhana... Bien difficile alors de compter quoi que ce soit ! C'est donc dire l'intérêt quelque peu académique du procédé.

Pourtant, nous avons souvenir d'avoir étalonné de cette manière l'un de nos premiers générateurs BF. Nous procédions ainsi, à une époque où le fréquencemètre numérique n'existait même pas dans le vocabulaire !

La référence de base, pour une telle opération, peut être le secteur, 50 Hz, assez stable pour établir la graduation.

Départ : la courbe **AI** caractérisant l'égalité des fréquences et permettant de marquer le 50 Hz du générateur. Puis montée progressive en fréquence de ce générateur, avec passage par la courbe **AK,** du rapport 2, donnant le point 100 Hz. Et ainsi de suite de 50 en 50 Hz ! Bien sûr, au-delà de quelques unités, le rapport Y/X correspond à des courbes très compliquées et difficilement lisibles. On peut cependant monter à 500 Hz sans trop de mal, ce qui permet de couvrir une décade de fréquence, correspondant le plus souvent à la première gamme de l'appareil.

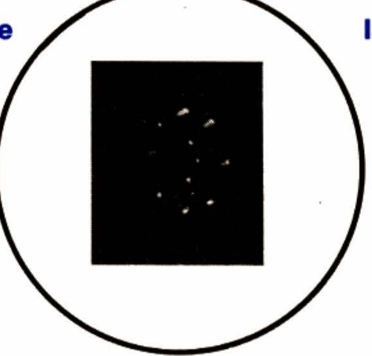
Pour continuer l'étalonnage des autres gammes, il faut faire appel à un oscillateur auxiliaire stable, calé sur 500 Hz (par référence aux résultats précédents). On a alors la possibilité de repartir de 500 Hz, avec un rapport de 1, et de monter ainsi de 500 en 500 Hz, jusqu'à 5 000 Hz. La méthode se reconduit sans difficulté soit vers les fréquences plus élevées, soit même vers les plus basses. On obtient 11 points de câlage par décade, ce qui est parfaitement suffisant pour dessiner une graduation précise.

De toute façon, même si vous n'utilisez jamais la méthode d'étalonnage ci-dessus, les figures de Lissajous sont toujours très agréables à observer et nous vous suggérons de ne pas vous en priver, si l'occasion s'en présente. Un seul générateur variable suffit, puisque le secteur fait le deuxième fixe ! Bonne occasion de vérifier l'étalonnage de ce générateur BF, lequel a probablement dérivé avec le temps !

F. THOBOIS

LA PAGE DU MINITEL

Si l'utilisation classique de Minitel ne pose presque plus de problème, ne serait ce qu'en raison du manuel qui l'accompagne maintenant, de nos précédents articles ou des nombreux ouvrages consacrés à ce sujet, il n'en est pas de même de la prise péri-informatique dont sont munis tous ces terminaux. Pourtant, bien exploitée, cette prise offre d'intéressantes possibilités que nous vous proposons de voir aujourd'hui.



▲ La prise péri-informatique en face arrière du moniteur d'un Minitel 10.

Pourquoi cette prise ?

Avant de répondre à cette question, rappelons que la prise péri-informatique est la prise DIN à cinq broches que vous trouvez en face arrière des Minitel 1 et en face arrière du moniteur des Minitel 10.

D'après les spécifications techniques générales des terminaux Minitel telles qu'elles ont été éditées par le CCETT, la prise péri-informatique permet d'utiliser avec Minitel les périphériques suivants :

– Clavier auxiliaire.
– Lecteur de carte électronique autonome.
– Numéroteur.
– Ordinateur ou micro-ordinateur, Minitel faisant alors fonction de simple terminal ou de modem.
– Imprimante.

Toujours d'après ce même document, la mise en œuvre de cette prise est facilitée par la présence d'un logiciel appelé « protocole » qui commande tous les aiguillages internes de Minitel.

Bien que toutes ces possibilités de connexion soient intéressantes, il va de soi que les deux dernières sont celles qui vont nous concerner en tout premier lieu.

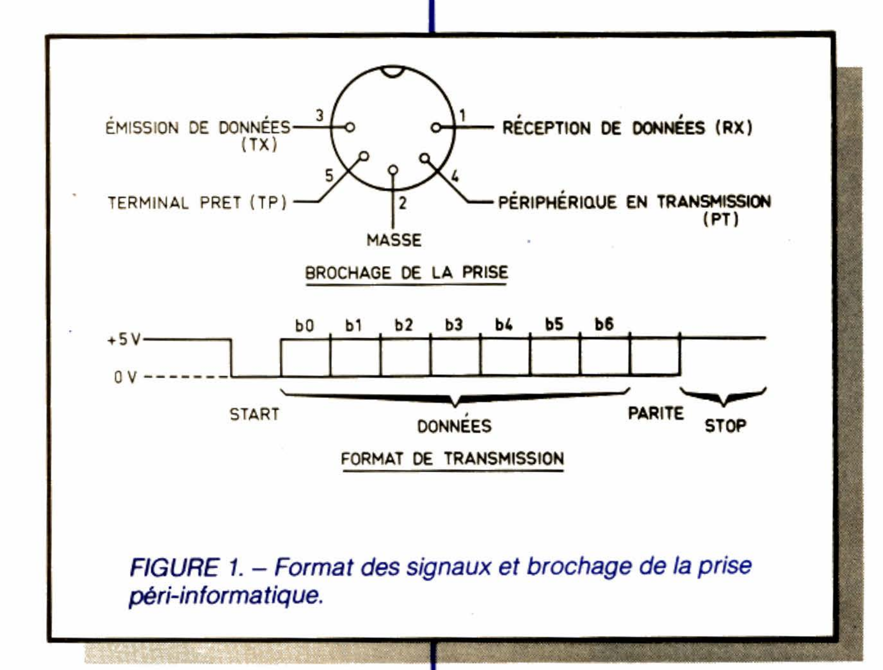


FIGURE 1. – Format des signaux et brochage de la prise péri-informatique.

Format des signaux

Ce n'est un secret pour personne, la majorité des transmissions utilisées en micro-informatique, à courte distance, font appel à des liaisons de type série ou parallèle. Si les liaisons de type parallèle sont souvent réservées aux imprimantes, les liaisons de type série se retrouvent le plus souvent entre un ordinateur et un terminal ou entre un ordinateur et un modem. Pour ce qui est de Minitel, le type de liaison choisie est la liaison série asynchrone très classique mais, alors qu'une norme très précise existe à son sujet (la norme RS 232 appelée encore CCITT V24), les niveaux des signaux présents sur la prise péri-informatique ne s'y conforment pas. En d'autres termes, cela signifie que Minitel pourrait être relié à tout ordinateur ou à toute imprimante disposant d'une liaison série RS 232, car le format des informations échangées est compatible, mais cette liaison directe est impossible car les niveaux des signaux ne concordent pas. Pour être francs, nous nous demandons encore la raison de ce choix loufoque et hors de tous les standards...

Force est donc de réaliser un adaptateur, mais, avant d'en arriver là, voyons tout d'abord le format des signaux et le brochage de la prise grâce à la figure 1.

Le format des signaux est classique en transmission série asynchrone ; l'état de repos de la ligne est un niveau haut qui est ici de + 5 V (au lieu de + 12 pour la norme RS 232), et l'état de travail est le niveau bas qui est ici de 0 V (au lieu de – 12 V pour la norme RS 232). Les mots échangés sont composés d'un bit de start, de 7 bits d'information, d'un bit de parité paire et d'un ou plusieurs bits de stop.

Les cinq broches de la prise DIN sont affectées comme indiqué sur cette même figure 1, les signaux ayant les significations suivantes :

– TX est la sortie de données de Minitel à destination de l'équipement connecté sur la prise.
– RX est l'entrée de données dans Minitel, données en provenance de l'équipement connecté sur la prise.
– PT est utilisé exclusivement lorsque plusieurs équipements sont connectés sur une même prise péri-informatique et disposent chacun d'un interface physique et logique appelé multiprotocole. Dans ces conditions, PT au niveau haut signifie qu'il n'y a pas de transmission en cours, et PT au niveau bas signifie bien évidemment le contraire. Quel que soit l'état de cette ligne, Minitel fonctionne de la même façon.
– Le signal TP, sur les versions actuelles de Minitel, indique par son passage au niveau bas que Minitel est présent et sous tension. Dans les versions ultérieures de Minitel, cette ligne sera une sortie +5 V de puissance. Nous n'en savons pas plus à ce sujet pour l'instant (en particulier quel sera le courant dont on pourra disposer et comment savoir si le Minitel que l'on a entre les mains est un Minitel « actuel » ou « ultérieur »).

La vitesse des échanges sur cette prise péri-informatique est programmable et ne doit pas forcément être la même dans les deux sens. Les combinaisons suivantes sont admises :
– 1 200 bauds-1 200 bauds
– 300 bauds-300 bauds
– 75 bauds-1 200 bauds
– 1 200 bauds-75 bauds
– 75 bauds-75 bauds.

Rappelons que la vitesse en bauds d'une liaison série asynchrone est égale à sa vitesse en caractères par seconde multipliée par 10 ; ainsi 1 200 bauds correspond-il à 120 caractères par seconde.

Cette programmation de vitesse peut se faire par le clavier de Minitel en utilisant une procédure spéciale ou *via* la prise péri-informatique elle-même. A la mise sous tension de Minitel, cette vitesse est fixée à 1 200 bauds dans chaque sens.

Les différentes lignes d'entrées et de sorties de la prise ont l'aspect indiqué figure 2. Vous pouvez donc constater qu'en sortie ce sont des lignes à collecteur ouvert tandis qu'en entrée ce sont des lignes TTL protégées.

Les périphériques directement connectables

Il existe à l'heure actuelle plusieurs périphériques connectables directement à Minitel. Deux exemples vous sont donnés dans ce numéro avec le banc d'essai des imprimantes Epson Videotex P 40 et Logabax LX 102 VT (ou Olivetti PR 2001 puisque la machine Logabax ne diffère de l'Olivetti que par sa carosserie !). Ces machines ne sont évidemment pas les seules et l'on trouve aussi des boîtiers d'adaptation, pour les imprimantes Epson par exemple, qui permettent la connexion d'une imprimante « normale » sur Minitel.

Bien sûr, vous pouvez être tenté de réaliser un tel boîtier vous-même, car l'adaptation à réaliser entre les signaux « Minitel » et les signaux RS 232 est

très facile. Cela ne suffit malheureusement pas, pour ce genre d'application tout au moins. En effet, les écrans des Minitel sont semi-graphiques et disposent de huit niveaux de gris ; il est donc impossible d'envoyer directement le contenu de ceux-ci sur une imprimante « normale », même après adaptation électrique des signaux, car elle ne comprendrait rien aux codes particuliers des caractères semi-graphiques, par exemple.

En d'autres termes, cela signifie que les imprimantes « spéciales Minitel » savent interpréter ces codes tandis que les boîtiers prévus pour des imprimantes « normales » savent traduire ou éliminer ces codes du flot de données afin d'envoyer à l'imprimante quelque chose de propre.

Que faire avec Minitel ?

Si la recopie d'écran de Minitel n'est pas aussi facile que vous auriez pu le penser, Minitel peut avoir d'autres applications que nous allons découvrir maintenant.

Tout d'abord, Minitel peut servir de terminal informatique. Il peut donc être utilisé comme tel sur de nombreuses cartes à base de microprocesseurs, telles certaines de celles décrites par Christian Tavernier dans les pages de cette revue ou sur les cartes dites « d'évaluation ». Ces dernières sont généralement vendues à bas prix par les fabricants de microprocesseurs et servent à évaluer (d'où leur nom) les possibilités de tel ou tel microprocesseur. Si le prix de ces cartes est souvent à portée de la bourse d'un amateur ou d'un étudiant, le terminal qu'il faut leur adjoindre n'est pas dans le même cas. Minitel peut donc résoudre ce problème.

Une autre application intéressante de Minitel, mais qui ne peut être mise en œuvre qu'avec au moins un Minitel muni d'un modem retournable, est celle schématisée figure 3. Un micro-ordinateur, connecté à la prise péri-informatique, utilise le modem d'un Minitel pour envoyer des données sur une ligne téléphonique. A l'autre extrémité, le correspondant, toujours grâce à un Minitel, récupère ces données *via* la prise péri-informatique de son Minitel. Le modem de Minitel fonctionnant à 1 200 bauds en réception et à 75 bauds en émission, il est évident qu'une telle configuration ne peut fonctionner que si l'un des deux Minitels possède un modem retournable, c'est-à-dire un modem dont on peut échanger les modes de fonctionnement des voies émission et réception. De tels Minitels sont en principe disponibles auprès des agences commerciales des PTT et sont repérables grâce à la présence d'un R sur leur plaque signalétique.

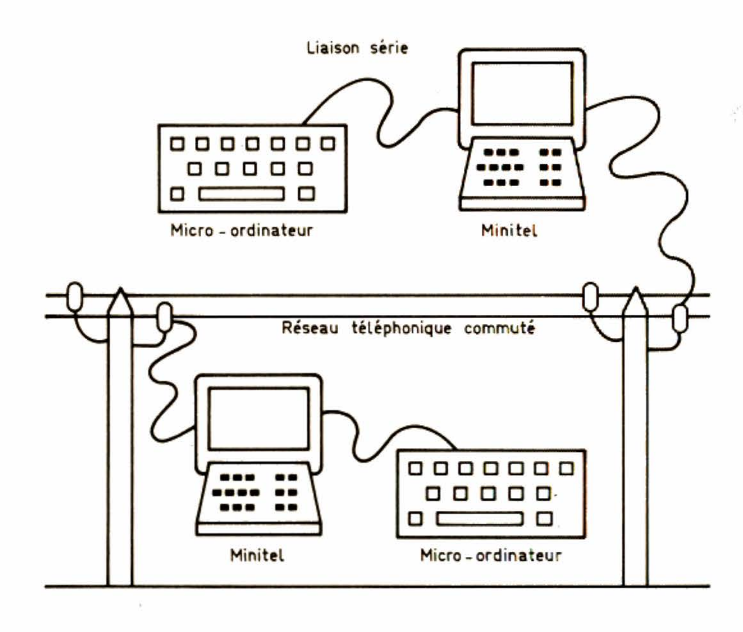


FIGURE 2. – Schéma des étages d'entrée et de sortie reliés à la prise péri-informatique.

FIGURE 3. – Comment utiliser le modem des Minitels pour relier deux micro-ordinateurs.

Un adaptateur RS 232 très simple

Pour résoudre le problème de l'adaptation de niveaux entre la prise péri-informatique et la norme RS 232, de multiples solutions existent. Nous vous en avons proposé une sous la signature de C. Tavernier dans le numéro

1705 du *Haut-Parleur*, solution qui présentait l'avantage de délivrer des signaux réellement conformes à la norme RS 232. Nous vous proposons aujourd'hui un montage beaucoup plus simple, pas tout à fait conforme à la norme RS 232 sur le plan des niveaux délivrés, mais fonctionnant néanmoins très bien sur de courtes distances (quelques mètres).

Son schéma vous est proposé figure 4. Le transistor T1 réalise « l'adaptation » RS 232 vers l'entrée de Minitel tandis que T2 réalise l'opération inverse. Pour que celui-ci fonctionne, il faut disposer d'une alimentation + 5 V ou + 12 V par rapport à la masse pour y relier le point commun des résistances R_2 et R_3. La tension de + 12 V est généralement disponible sur la borne 20 des prises Canon 25 points normalisées pour les liaisons type RS 232. Si ce n'était pas le cas, il vous suffirait d'amener cette tension depuis votre micro-ordinateur sur une borne inutilisée de votre prise pour liaison série.

Nous n'avons pas pris la peine de faire un circuit imprimé pour un montage aussi simple qui peut être câblé sur un morceau de plaquette à cosses ou sur de la plaque perforée type Veroboard ou équivalent.

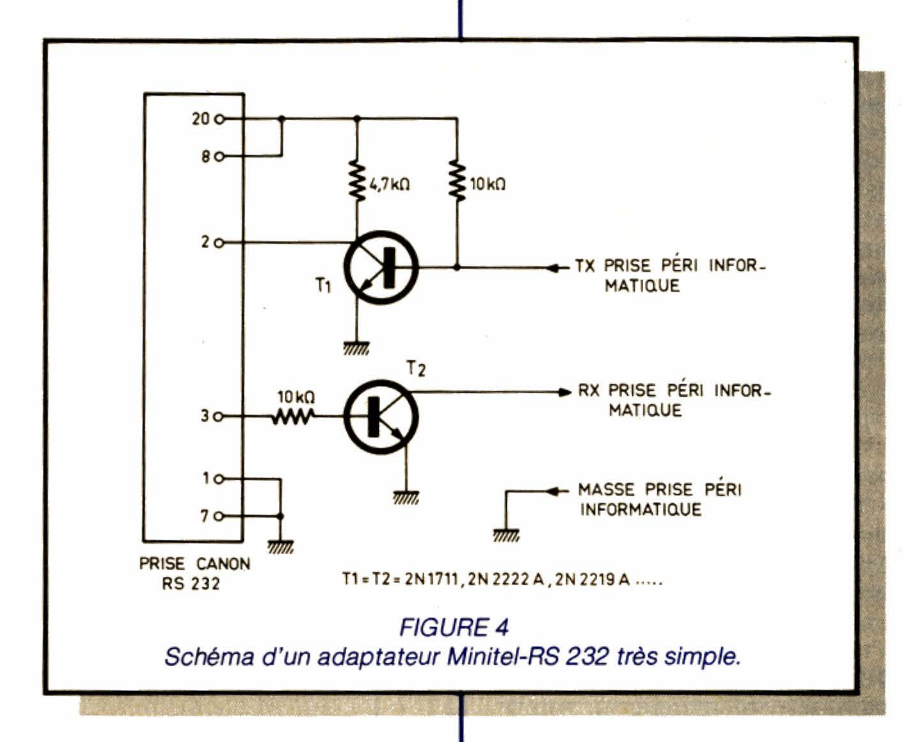


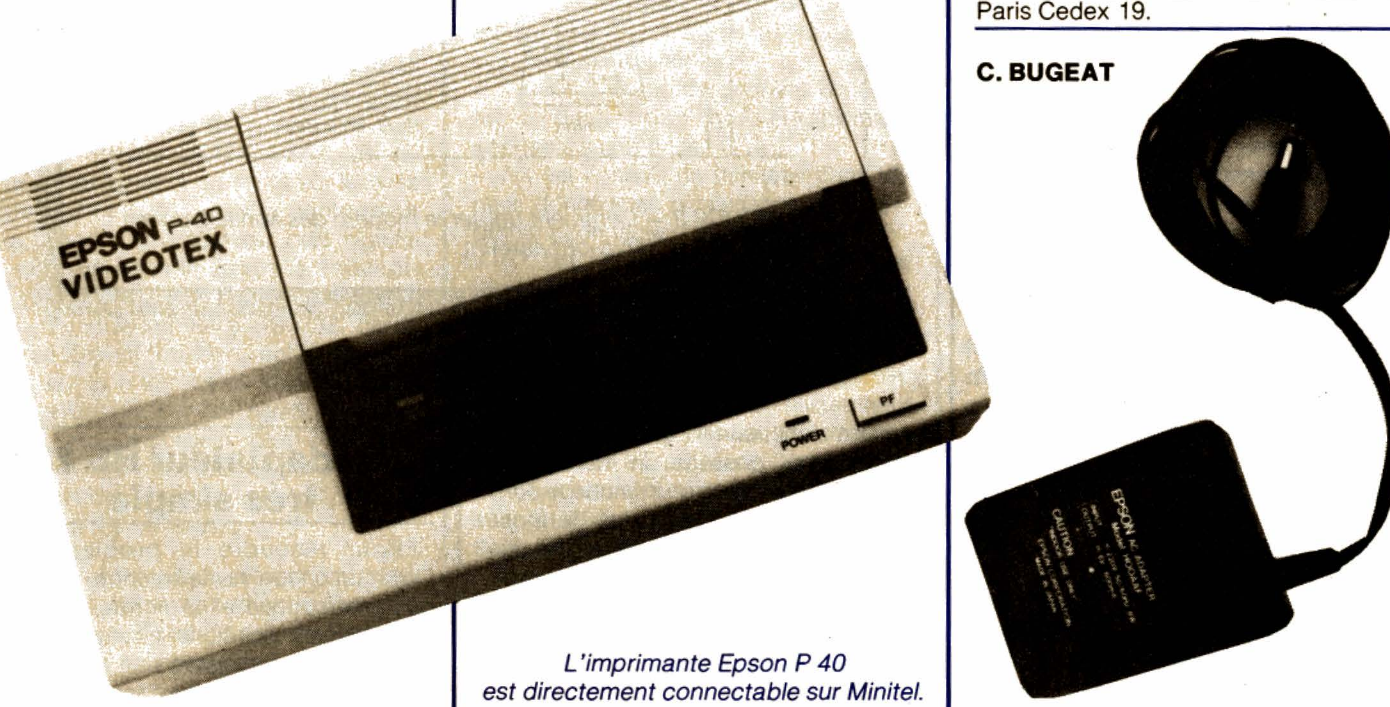
FIGURE 4
Schéma d'un adaptateur Minitel-RS 232 très simple.

Conclusion

Nous verrons, le mois prochain, comment utiliser cette interface associée à Minitel pour réaliser un terminal informatique. Nous en profiterons pour vous présenter les différents codes de contrôle reconnus par Minitel ainsi que leurs possibilités.

Nous vous rappelons que cette page du Minitel vous est ouverte et que nous attendons vos lettres avec remarques, trucs, astuces et suggestions adressées à : *Le Haut-Parleur*, « La page du Minitel », 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.

C. BUGEAT



L'imprimante Epson P 40
est directement connectable sur Minitel.

PRESSE ETRANGERE

MULTIPLICATEUR DE CAPACITE

C'est surtout pour les temporisateurs de longue durée qu'on risque de rencontrer des problèmes de capacité, dans ce sens qu'un condensateur à la fois bien isolé et de forte valeur, est à la fois cher et encombrant. Bien sûr, l'effet Miller, connu depuis près de 50 ans, permet, en principe, d'amplifier une capacité, mais sa mise en œuvre n'est pas toujours facile.

Dans le cas du TL 560 C (Trigger et détecteur de niveau de précision), le schéma normal d'utilisation est celui de la figure 1. Après ouverture du contact de commande, C_T se charge, via R_T, jusqu'à ce que le seuil du trigger soit atteint. Dès lors, la tension de sortie devient voisine de 0 V et R_L se trouve parcourue par une intensité qui peut atteindre 160 mA. Bien entendu, R_L peut être remplacée par le circuit de gâchette d'un triac ou toute autre charge. Dans tous les cas, le délai de temporisation, exprimé en secondes, est approximativement égal au produit R_T C_T, soit 10 ms pour R_T = 1 MΩ et C_T = 10 nF.

Un délai de cet ordre peut convenir quand on utilise le circuit de la figure 1 comme bouton anti-rebondissement. Par contre, un délai de l'ordre de 1 heure conduirait à R_T = 18 MΩ et C_T = 220 µF, ce qui implique un condensateur de 200 µF, dont la résistance de fuite reste, jusqu'à la plus haute température de fonctionnement, supérieure à au moins 50 MΩ. Avec un condensateur électrolytique, pareille performance serait difficile à obtenir. Par contre, un condensateur à diélectrique plastique, de quelques microfarads, peut présenter une valeur convenable pour le produit « capacité par courant de fuite ».

Pour passer, ensuite, de quelques microfarads à quelques centaines, il suffit d'utiliser le montage de la figure 2, où C_T se trouve connecté entre base et collecteur d'un transistor PNP, utilisé en collecteur commun. Sur la borne 6 du trigger, C_T apparaît alors multiplié par le gain en courant du transistor. Comme ce dernier travaille avec une intensité de collecteur, qui peut être inférieure à 1 µA, il convient d'utiliser un type (2N 5447, BC 309 C) qui présente encore un gain en courant substantiel dans ces conditions.

Le principe mentionné est également utilisable avec un transistor NPN, quand il s'agit de « multiplier » la capacité d'un condensateur qui se trouve connecté, avec l'une de ses armatures, sur le positif de la tension d'alimentation. Bien entendu, ce principe est applicable non seulement au cas mentionné, mais aussi à toutes sortes d'autres montages, de commutation ou analogiques. Mais comme la capacité « multipliée » dépend du gain en courant d'un transistor, il faut s'attendre à une certaine dispersion ainsi qu'à un effet de température.

The Linear Control Circuits. Data Book, Texas Instruments, 1980 P. 384

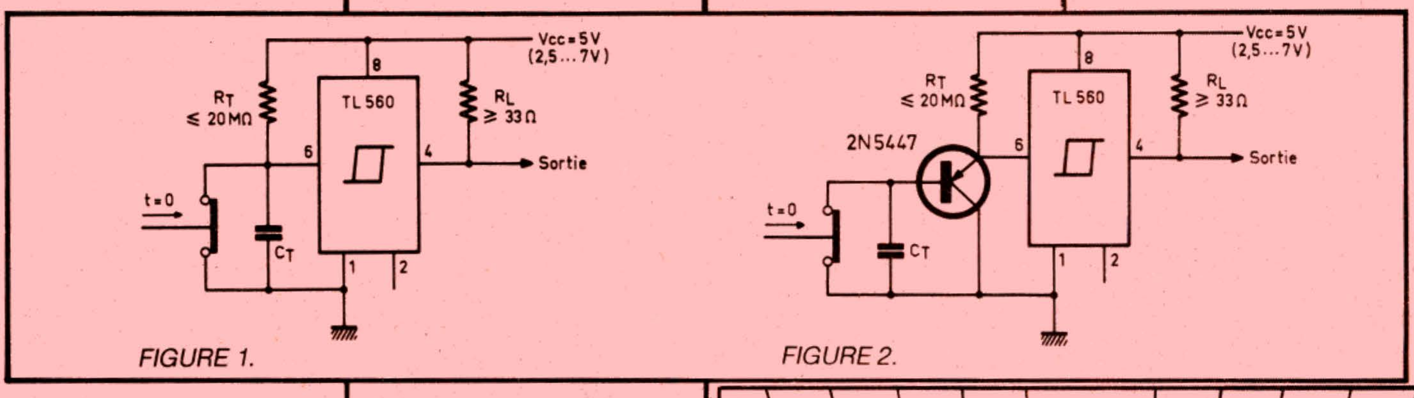


FIGURE 1.

FIGURE 2.



INITIATION A LA PRATIQUE DE L'ELECTRONIQUE

GENERATION D'IMPULSIONS

En résumé, les impulsions peuvent s'obtenir de très nombreuses façons : avec un montage astable, avec un trigger de Schmitt associé à un circuit RC, ou encore avec un relaxateur suivi d'un circuit de mise en forme (comme un transistor ou une bascule monostable).

Le relaxateur le plus simple est constitué par un transistor unijonction (UJT) et d'un circuit résistance-condensateur. L'UJT n'amplifie pas, il est employé seulement en commutation. On utilise sa caractéristique de résistance négative pour décharger un condensateur. La période des impulsions est fonction du produit RC. Le 555 est un circuit universel que l'on utilise pour générer des impulsions. On peut l'employer en monostable à la suite d'un relaxateur à UJT pour avoir des impulsions bien nettes. On peut aussi l'employer seul, en montage astable.

Pour ces circuits, on utilise de préférence des condensateurs de type polystyrène (film plastique) quand il s'agit de temporisations courtes, sinon les modèles au tantale sont conseillés pour les plus longues durées.

Les impulsions peuvent s'obtenir par différents moyens : avec un astable, avec un trigger de Schmitt et un circuit RC (voir l'exposé du mois dernier). On peut également employer un relaxateur suivi d'un circuit de mise en forme, tel qu'un monostable. Enfin il existe un circuit intégré, le 555, d'applications très diverses, dont nous allons parler un peu plus loin.

Ces circuits nous fourniront des impulsions qui trouveront de très nombreuses applications en logique séquentielle.

Les relaxateurs

Ce sont des générateurs d'impulsions dont le fonctionnement est basé sur la charge et la décharge d'un condensateur. Pour la commande de cette charge et de cette décharge, plusieurs procédés sont à notre disposition. Le plus simple est sans doute le transistor unijonction (UJT).

Base B2
Emetteur
E
Contacts ohmiques
Base B1
(a)
B2
E
B1
(b)

FIGURE 1. – Représentation graphique (a) et schématique (b) de l'unijonction. La pointe de la flèche indique la base B_1.

Le transistor unijonction

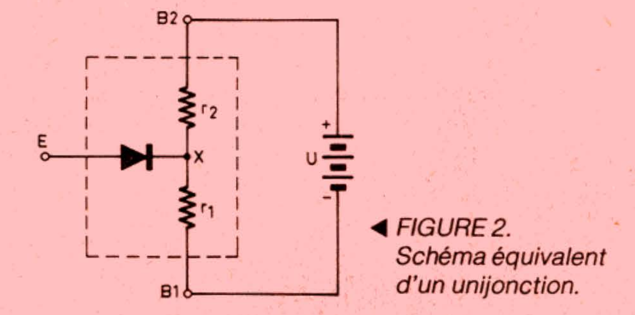
Comme son nom l'indique, ce type de transistor ne possède qu'une seule jonction. C'est donc un transistor un peu spécial. Il est utilisé dans les circuits de commutation, et non pour amplifier des signaux.

Sa construction est simple. Imaginons un barreau de silicium dopé N aux extrémités duquel sont soudés deux contacts ohmiques appelés « bases ». Environ à mi-chemin de ces deux bases se trouve l'unique jonction (zone P) dont la connexion de sortie s'appelle « émetteur » (fig. 1). La résistance ohmique de ce barreau est généralement de l'ordre de 5 à 10 kΩ. La base B_1 est reliée à l'extrémité négative de l'alimentation, et B_2 au côté positif.

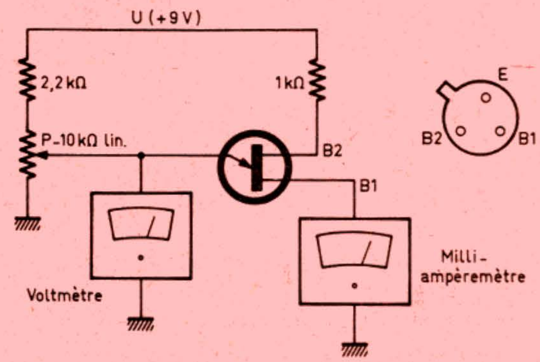
L'émetteur étant « en l'air », le barreau est équivalent à un diviseur de tension de rapport η (fig. 2). Cette lettre grecque « êta » se trouve dans les catalogues de semiconducteurs sous la dénomination « rapport intrinsèque ». Ainsi la tension à la liaison des résistances (point X) est-elle égale à la tension d'alimentation U multipliée par η

$$U \times \frac{r_1}{r_1 + r_2} = U \times \eta$$

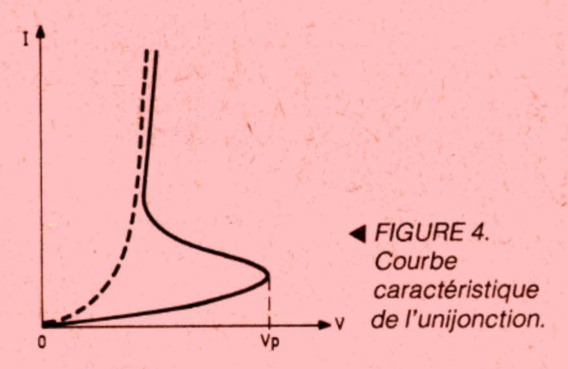
La diode ne peut conduire que si la tension sur son anode est supérieure à



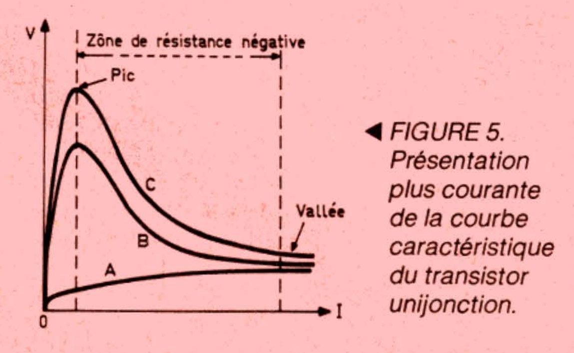
◀ *FIGURE 2. Schéma équivalent d'un unijonction.*



▲ *FIGURE 3. – Montage mettant en évidence la courbe caractéristique de l'unijonction et branchement de 2N2646 (vue de dessous).*



◀ *FIGURE 4. Courbe caractéristique de l'unijonction.*



◀ *FIGURE 5. Présentation plus courante de la courbe caractéristique du transistor unijonction.*

la tension en X, à laquelle il faut ajouter la chute de tension interne directe de la diode (0,7 V). On obtient donc la relation :

$$V_{émetteur} = \eta U + 0,7 \text{ V}$$

La tension d'alimentation U est connectée entre B_1 et B_2. Si on applique progressivement sur E une tension qui soit positive par rapport à B_1, il arrive qu'à un certain niveau de tension la résistance r_1 voit sa valeur diminuer subitement. A partir d'un certain seuil égal à $\eta U + 0,7$, il y a diminution de tension entre E et B_1, et il en résulte un fort courant entre ces deux points (phénomène de résistance négative).

Expérimentation de l'UJT

Un modèle d'UJT très courant est le 2N2646 dont la tension U_{max} est de 30 V et le rapport intrinsèque situé entre 0,5 et 0,8.

La figure 3 nous montre un schéma pour mettre en évidence la courbe caractéristique de l'UJT. Si on ne dispose pas d'un milliampèremètre pour mesurer le courant dans le transistor, on insérera une résistance de 100 Ω entre B_1 et la masse et on en mesurera la tension à ses bornes.

Avant la mise sous tension (9 V) le curseur du potentiomètre P est placé du côté masse. En tournant lentement l'axe du potentiomètre, nous notons que le courant I ne bouge pratiquement pas. Puis, d'un seul coup, I prend une valeur nettement plus élevée. En continuant à tourner le potentiomètre, le courant continue à augmenter.

En notant les valeurs de la tension sur l'émetteur et du courant sortant de B_1, et en les traçant sur une feuille, nous obtenons une courbe semblable à celle de la figure 4. Le point critique est le point V_p (tension de « pic »). Au-delà de ce point, la variation suit le tracé en pointillé qui n'est autre que la caractéristique en sens direct de la diode D (jonction unique de l'UJT).

Une deuxième expérience est de refaire le même relevé, mais avec cette fois l'électrode B_2 reliée à la masse. La caractéristique obtenue est celle du tracé en pointillé. L'UJT se comporte comme une diode.

La même courbe caractéristique est souvent donnée d'une façon différente, V représenté verticalement comme sur

la figure 5. La courbe A est celle de la jonction de l'UJT (B_1 et B_2 reliés au même potentiel). Les deux autres courbes B et C correspondent à deux valeurs différentes de tension d'alimentation U. Les termes « courant de pic » et « courant de vallée » sont souvent employés dans les recueils de caractéristiques.

Pour le 2N2646, le courant de vallée I_V est de 4 mA, et le courant de pic I_p est de 5 μA.

La résistance de 1 kΩ placée entre B_2 et la tension d'alimentation est souvent rencontrée dans les montages. Son but est de réduire l'influence de la température sur la fréquence de fonctionnement du montage. Sa valeur peut varier d'un circuit à l'autre.

Constante de temps dans les circuits capacitifs

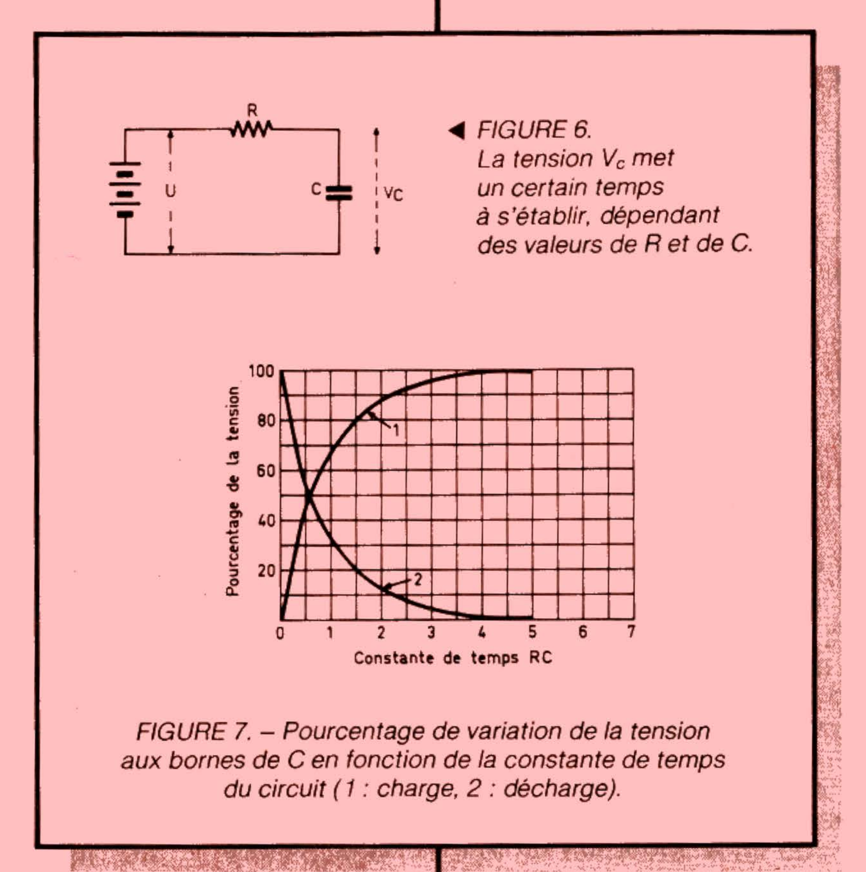
Le fonctionnement des relaxateurs étant basé sur la charge et la décharge d'un condensateur, il est bon de faire un bref rappel sur ce qu'est une constante de temps et, au besoin, d'effectuer quelques manipulations. Les non-débutants passeront directement au chapitre suivant.

Un condensateur C placé aux bornes d'une source de tension U à travers une résistance R ne reçoit pas instantanément toute la tension de cette source (fig. 6). La variation de tension V_c se fait d'abord très rapidement, puis de plus en plus lentement. Cette variation est représentée par la courbe 1 de la figure 7.

La constante de temps d'un circuit résistance-condensateur détermine l'accroissement et la diminution de la tension aux bornes du condensateur C. La valeur, en secondes, de la constante de temps est égale au produit de la valeur de la résistance R (en ohms) par celle de la capacité C (en farads) du condensateur.

Constante de temps = R × C

Mais en électronique l'ohm étant une valeur très faible, et le farad une valeur jamais rencontrée, on préfère choisir des multiples ou des sous-multiples de ces unités : pour une constante de temps exprimée en secondes, R sera en mégohms et C en microfarads, tout au moins si nous utilisons des circuits générant des signaux de période de l'ordre de la seconde.



◄ *FIGURE 6. La tension V_c met un certain temps à s'établir, dépendant des valeurs de R et de C.*

FIGURE 7. – Pourcentage de variation de la tension aux bornes de C en fonction de la constante de temps du circuit (1 : charge, 2 : décharge).

Pour mieux saisir ce qu'est une constante de temps, nous placerons sur notre plaque de connexions une résistance de 1 MΩ en série avec un condensateur de 10 μF, le tout placé aux bornes de deux piles de 4,5 V, comme sur la figure 6.

Le calcul de la constante de temps donne 10 secondes.

Ce qu'il faut savoir, c'est que la valeur de la constante de temps nous indique combien de temps, après la mise sous tension, la tension aux bornes de C atteint 63 % de la valeur maximale en fin de charge (tension de la source).

Ainsi pour notre circuit, au bout de 10 secondes, la tension aux bornes de C doit être de 9 V × 0,63, soit de l'ordre de 5,7 V. Un chronomètre peut être déclenché au moment où nous appliquons la tension V au circuit, et stoppé au moment où l'aiguille du voltmètre placé aux bornes de C indique 5,7 V. Le temps lu sur le chronomètre est de 10 secondes si la valeur réelle des composants correspond bien à la valeur inscrite.

Notons que la valeur des condensateurs est donnée avec de très larges tolérances, de telle sorte qu'un condensateur de 10 μF peut très bien avoir quelques microfarads en plus.

La mesure de la constante de temps avec un chronomètre permet de déterminer la valeur inconnue de C si nous connaissons avec précision celle de R et de U :

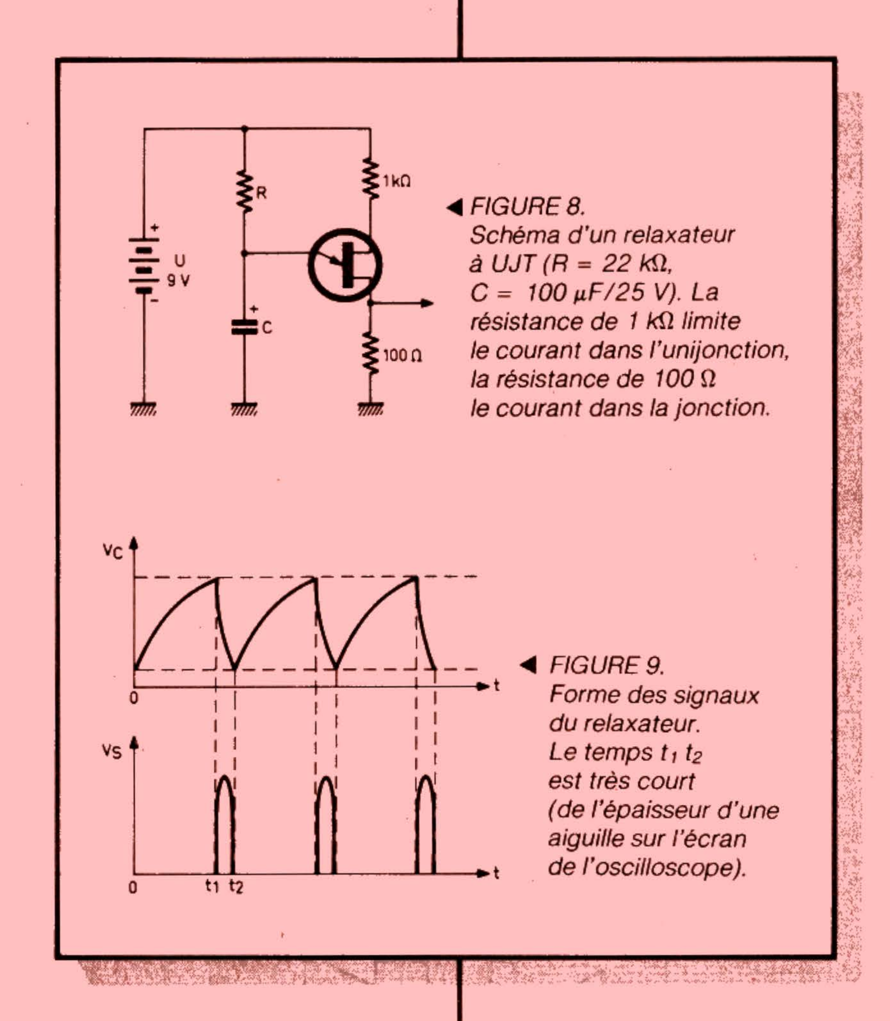
$$C = \frac{0,63\,U}{R}$$

On admet que le condensateur est pratiquement chargé au bout d'un temps égal à cinq fois la constante de temps, ce qui donne, dans notre exemple, un temps de 50 secondes.

Il est à remarquer que la résistance interne du voltmètre utilisé doit être élevée par rapport à la valeur de R (qui est déjà assez grande). Ces deux résistances forment un diviseur de tension, ce qui fait que C n'atteindra pas la tension U, mais une valeur un peu inférieure, qui est égale à :

$$U \times \frac{R_{int}}{R_{int} + R}$$

La décharge d'un condensateur dans une résistance suit la même courbe – mais inversée – que celle de



◀ *FIGURE 8. Schéma d'un relaxateur à UJT (R = 22 kΩ, C = 100 μF/25 V). La résistance de 1 kΩ limite le courant dans l'unijonction, la résistance de 100 Ω le courant dans la jonction.*

◀ *FIGURE 9. Forme des signaux du relaxateur. Le temps t_1 t_2 est très court (de l'épaisseur d'une aiguille sur l'écran de l'oscilloscope).*

la charge (voir la courbe 2 de la figure 7). La décharge est très rapide au début, puis devient de plus en plus lente. Au bout d'un temps égal à cinq fois la constante de temps, on considère que le condensateur est complètement déchargé.

Dans le cas d'une décharge d'un condensateur dans une résistance, la constante de temps indique au bout de combien de temps la tension initiale diminue jusqu'à 37 % de cette valeur.

Choix du condensateur

Une question qui se pose souvent est le choix du condensateur devant être utilisé dans le circuit RC déterminant la constante de temps d'un relaxateur ou d'un temporisateur.

Pour les temps courts, le condensateur doit avoir une capacité faible (de 50 pF à 100 nF) ; on utilisera de préférence un modèle à diélectrique en polystyrène, appelé aussi condensateur à film plastique.

Si la capacité doit être assez élevée (1 μF jusqu'à 2 000 μF), on prendra alors un modèle électrolytique au tantale. Ce dernier est polarisé.

Ces deux sortes de condensateurs supportent des tensions inférieures à 50 V, ce qui convient parfaitement aux circuits électroniques que nous utilisons. Leur coefficient de température est très faible.

Relaxateur à unijonction

Un relaxateur est obtenu en assemblant un UJT et un circuit RC. Il suffit de placer un condensateur entre l'émetteur et la base B_1 et de charger ce condensateur à travers une résistance R (fig. 8). Lorsque la tension du condensateur atteint la tension de déclenchement de l'UJT, le condensateur se décharge très rapidement à travers l'espace E-B_1 (résistance r_1) du transistor. Il en résulte un fort courant I de durée très brève, fonction du temps de décharge du condensateur (constante de temps C × r_1). Une fois le condensateur déchargé, la résistance r_1 retrouve sa valeur élevée. Le condensateur se recharge à nouveau à travers R. Il se déchargera à nouveau quand sa tension aura atteint la valeur critique. On obtient donc un signal périodique, ayant la forme de dents de scie si nous considérons la tension aux bornes de C.

Remarquons que le temps de charge est fonction du produit R × C, et que le temps de décharge pour le montage donné dépend de C × (r_1 + 100 Ω). La période de relaxation T est ainsi égale à C × (R + r_1 + 100), T en secondes, R et r_1 en ohms.

Un relaxateur à période réglable est obtenu en remplaçant R par un potentiomètre linéaire (220 kΩ par exemple) monté en résistance variable en série avec une résistance fixe (22 kΩ).

Les impulsions de courant, fortes et brèves, créent des impulsions de tension aux bornes de la résistance de 100 Ω. Elles sont positives. On en recueille des négatives si on se branche sur la base de B_2.

La forme des signaux est donnée sur la figure 9.

L'impulsion de tension aux bornes d'une des résistances pourra attaquer un monostable si on veut obtenir un signal bien carré, d'une amplitude de 5 V et de durée bien définie (voir article précédent). Une mise en forme peut également être réalisée avec un transistor (fig. 10).

Le 555

Etant donné son prix intéressant, sa facilité d'emploi et ses nombreuses applications, le 555 est devenu un circuit intégré tout à fait courant dans les circuits électroniques lorsqu'il s'agit de génération d'impulsions ou de temporisation. Il fut commercialisé en 1972 par la firme Signetics. Un autre circuit intégré, le 556, comporte dans le même boîtier deux circuits identiques au 555.

Si nous jetons un coup d'œil sur le schéma synoptique (fig. 11), nous voyons que le circuit est constitué de deux comparateurs commandant les entrées d'une bascule RS (avec remise à zéro), d'un inverseur amplificateur (« driver » en anglais), d'un transistor dit « de décharge » et de trois résistan-

ces de valeur égale (R_i = 5 kΩ) formant un diviseur de tension.

Le 555 est alimenté sous une tension pouvant aller de 4,5 à 18 V et sa consommation varie de 3 à 15 mA selon sa charge et sa tension d'alimentation.

Le 555 en monostable

Pour bien faire comprendre le fonctionnement de ce circuit, notre premier exemple d'application est le monostable (fig. 12).

Les sorties 6 et 7 sont reliées ensemble. Le condensateur C_1 et la résistance R_1 sont en série et branchés entre + U et la masse. La durée de l'impulsion de sortie du monostable dépend de la valeur de ces deux composants. Cette impulsion est disponible sur la résistance de charge connectée à la sortie 3.

La sortie 4 de remise à zéro est reliée au + U. Cette commande est active lorsqu'elle est portée à un potentiel négatif (tension continue ou impulsion).

A la mise sous tension, la bascule est à l'état repos ($Q = 0$, $\overline{Q} = 1$). La base du NPN étant polarisée par une tension positive ($\overline{Q} = 1 \simeq + U$), ce transistor est donc saturé ; sa résistance de sortie est très faible et court-circuite de ce fait le condensateur extérieur C_1. Egalement, à cet instant, la sortie (broche n° 3) est au niveau bas.

Si on applique une impulsion négative sur la broche n° 2 (« déclenchement »), la sortie du comparateur n° 2 est positive et met la bascule RS à l'état travail ($\overline{Q} = 0$). Le transistor se trouve ainsi bloqué, sa résistance de sortie est très élevée, et la sortie du 555 (broche 3) se trouve au niveau haut (tension légèrement inférieure à + U).

Le lecteur désirant quelques précisions sur le fonctionnement d'un comparateur se reportera à l'encadré.

La tension V_c aux bornes de C_1 peut maintenant croître ; elle augmente donc de façon exponentielle et atteindrait la valeur de la tension d'alimentation si le 555 le permettait. Mais lorsque cette tension atteint 2 U/3, le comparateur 1 sort une tension positive qui remet la bascule à l'état repos, entraînant la saturation du transistor et la décharge de C. La tension de sortie retombe pratiquement à zéro (0,4 V en-

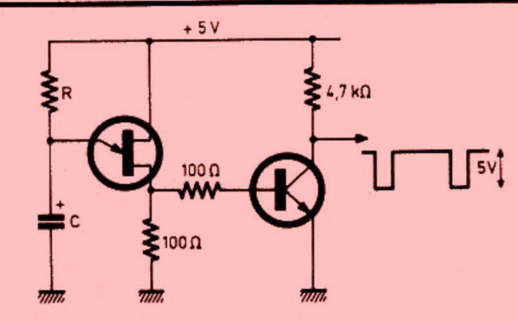
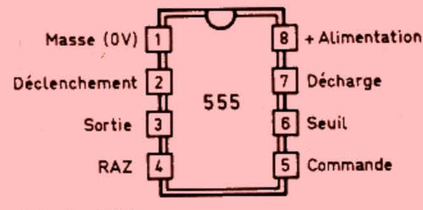


FIGURE 10. – Schéma d'un UJT avec circuit de mise en forme (signal pour circuits TTL).



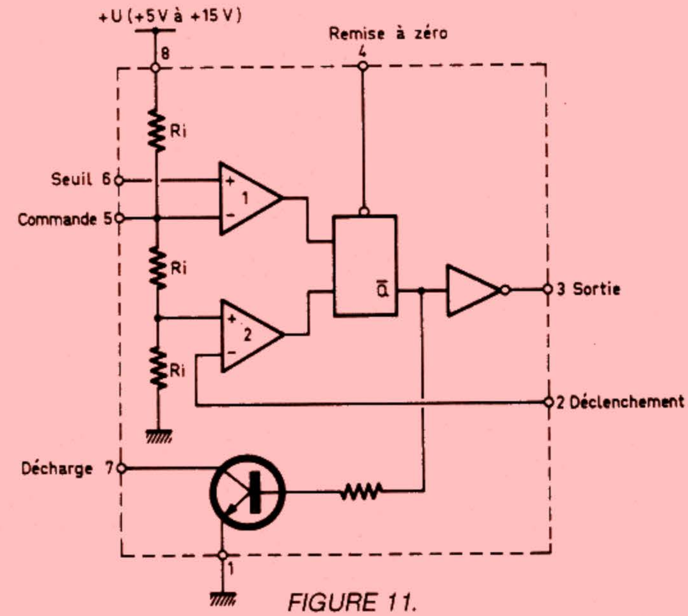


FIGURE 11. Schéma de branchement et schéma synoptique du 555.

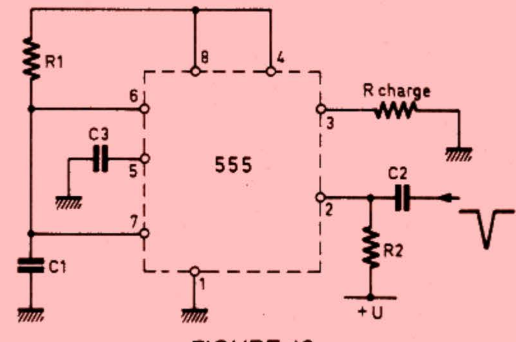


FIGURE 12. Schéma de branchement du monostable (C_3 = 10 nF).

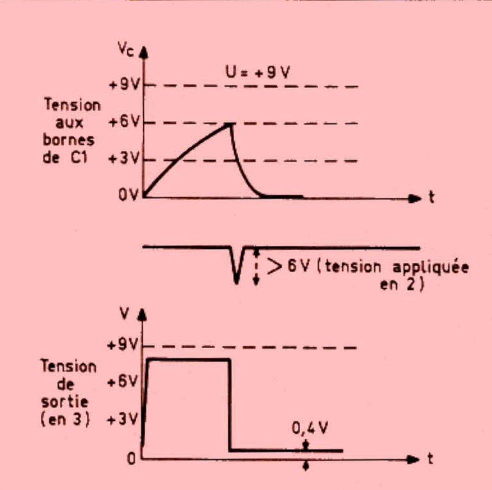


FIGURE 13. – Forme des signaux du monostable (les temps de montée et de descente du signal de sortie sont de l'ordre de 100 ns).

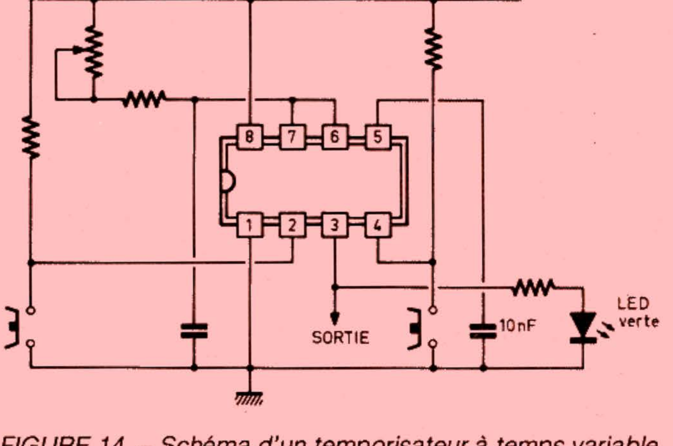


FIGURE 14. – Schéma d'un temporisateur à temps variable.

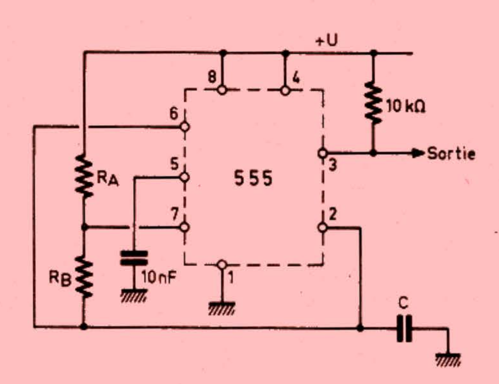


FIGURE 15. – Schéma de branchement de l'astable (impulsions à partir de 1 Hz ; R_A = potentiomètre de 1 MΩ ; R_B = 100 kΩ ; C = 1 µF).

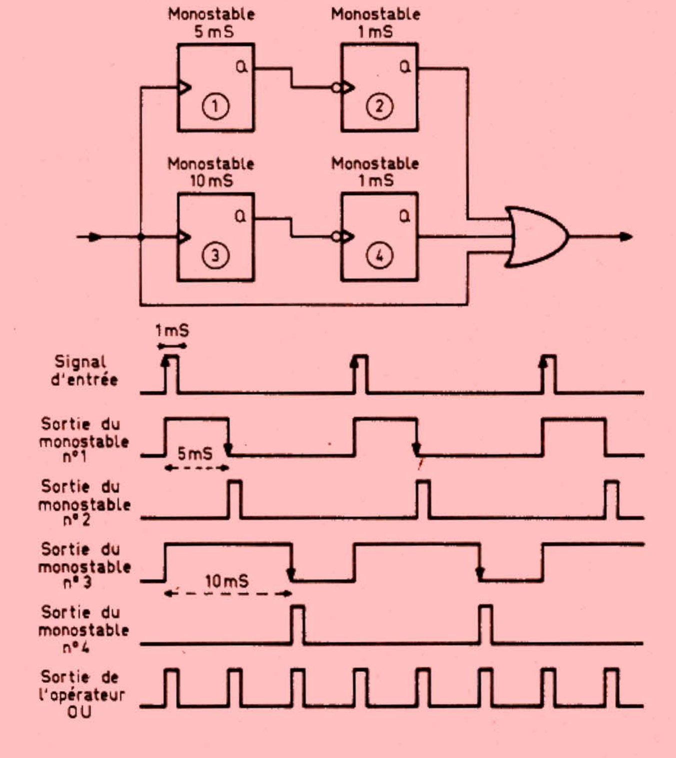


FIGURE 17. – Schéma d'un multiplicateur d'impulsions.

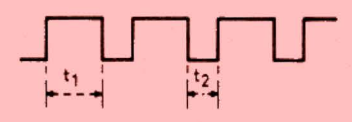


FIGURE 16.
Forme des signaux à la sortie de l'astable.

viron). (Voir la forme des signaux sur la figure 13.)

Ainsi, en choisissant la valeur de R_1 et de C_1, il est possible d'avoir des impulsions plus ou moins longues. La formule approximative est :

$$t = 1,1\ R\ .\ C$$

(t en secondes, R en ohms et C en farads).

Il y a une limite en ce qui concerne le choix de R : sa valeur doit être comprise entre 50 kΩ et 1 MΩ.

On remarque que la borne 5 est reliée à la masse à travers un condensateur C_3 de 10 nF. Cette sortie permet de moduler la durée des impulsions de sortie pour des applications professionnelles.

Le schéma donné en exemple pour le monostable peut être utilisé pour la réalisation d'un temporisateur à temps variable, par exemple allant de 1 seconde à quelques minutes. Le schéma pratique est donné sur la figure 14, le lecteur pourra en calculer les éléments. Le même schéma avec la valeur des composants sera donné le mois pro-

chain, cela en guise d'exercice (alimentation : 9 V, temporisation de 1 à 30 secondes).

Le 555 en astable

Le schéma est tiré d'une documentation de National Semiconductor. Il pourra être utilisé comme générateur d'horloge dans les montages que nous étudierons par la suite.

On voit sur la figure 15 que C se charge à travers R_A et R_B en série. Quand V_c atteint les 2/3 de U, C se décharge à travers R_B. La dent de scie aux bornes de C varie en tension entre les valeurs U/3 et 2 U/3, et en sortie le signal a la forme de celui donné sur la figure 16. Les temps sont donnés par les formules suivantes :

$t_1 = 0,7\,(R_A + R_B)\,C$

$t_2 = 0,7\,R_B\,C$

La fréquence F est égale à :

$$\frac{1}{t_1 + t_2}$$

Une forme symétrique est obtenue si R_B est égal à au moins 50 fois R_A.

Exercices d'application

Le mois dernier, nous vous avions proposé deux exercices d'applications avec le monostable.

Le premier consistait à calculer les éléments d'un circuit RC pour un monostable non redéclenchable afin d'obtenir une temporisation réglable entre 3 et 20 secondes. Le monostable est du type 74121, sa formule est :

$$t = 0,7\,RC$$

La résistance R doit être située entre 1 400 Ω et 40 kΩ, et le condensateur C doit avoir une valeur inférieure à 1 000 µF.

Choisissons une résistance de 4,7 kΩ pour un temps t de 3 secondes et calculons la valeur de C.

$$C = \frac{t}{0,7\,R} = \frac{3}{0,7 \times 4,7 \times 10^3} \simeq 900\,\mu F$$

Recherchons maintenant la valeur de R pour obtenir 20 secondes avec un condensateur de 900 µF.

$$R = \frac{t}{0,7\,C} = \frac{20}{0,7 \times 900 \times 10^{-6}} \simeq 30\,k\Omega$$

La variation de 3 à 20 secondes sera obtenue avec un condensateur de 900 µF et un potentiomètre de 27 kΩ monté en résistance variable, branché en série avec une résistance de 4,7 kΩ.

Quant au deuxième exercice, il s'agissait d'obtenir des impulsions toutes les 5 millisecondes, à partir d'une série d'impulsions dont la période de répétition est de 15 ms. La solution est donnée sur la figure 17.

J.-B.P.

Un **comparateur** est un circuit qui compare deux signaux et qui donne en sortie le résultat de cette comparaison.

Dans les schémas synoptiques, un comparateur se présente sous la forme d'un triangle avec deux entrées (+ et –) et une sortie (fig. a).

Le comparateur est alimenté par une tension continue dont + U est la valeur maximale et – U la valeur minimale.

Les tensions à comparer sont dénommées e_1 et e_2, la tension de sortie v_s est égale à $(e_1 - e_2)$.

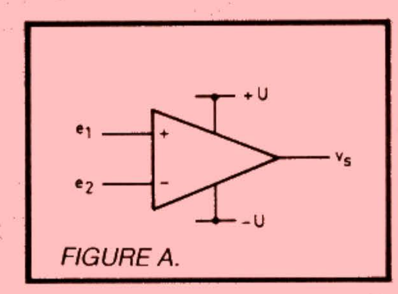


FIGURE A.

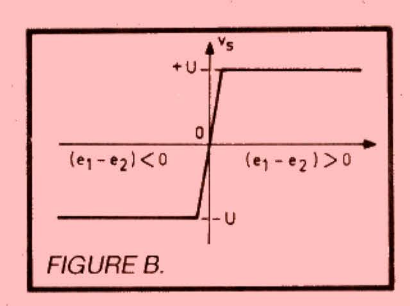


FIGURE B.

Le gain du comparateur est très grand, tellement élevé que sa tension de sortie ne peut prendre que deux valeurs : approximativement + U et – U (fig. b).

La transition entre les deux valeurs est très courte.

1° En supposant que la tension d'alimentation soit de ± 15 V, que C_1 soit relié au zéro volt, et qu'une tension de + 5 V soit appliquée en e_2, la tension de sortie v_s sera – 15 V puisque : $e_1 - e_2 = |0\,V| - |+5\,V| = -5\,V$ multiplié par le gain, ce qui donne en sortie la valeur négative la plus élevée, c'est-à-dire ici – 15 V (fig. c).

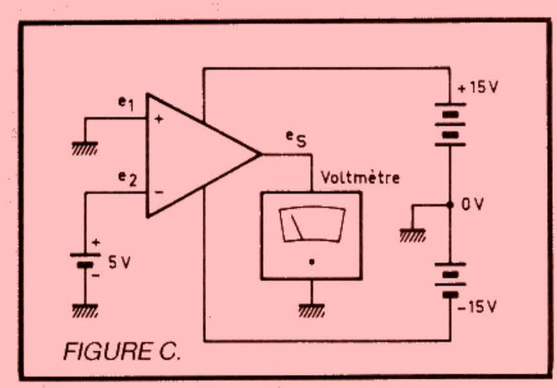


FIGURE C.

2° Si nous portons e_1 à + 5 V et e_2 à + 1 V, $e_1 - e_2 = |+5\,V| - |+1\,V| = +4\,V$ multiplié par le gain, ce qui donne + 15 V en sortie.

3° Au cas où les deux tensions d'entrée seraient rigoureusement égales, v_s serait nulle (cas purement théorique).

4° Revenons au 555 alimenté sous + 15 V. Nous avons dans ce cas + 5 V sur l'entrée « + » du comparateur n° 2. En appliquant + 15 V sur l'autre entrée, le niveau logique à la sortie de ce comparateur nous sera indiqué en faisant l'opération : | + 5 V | – | + 15 V | ; le résultat est négatif et correspond à un niveau zéro logique.

5° Sur l'entrée « – » du comparateur n° 2, nous avons en permanence + 10 V. Si nous injectons sur l'autre entrée + 12 V, nous avons | + 12 V | – | + 10 V |, ce qui donne une tension positive, soit un niveau haut logique.

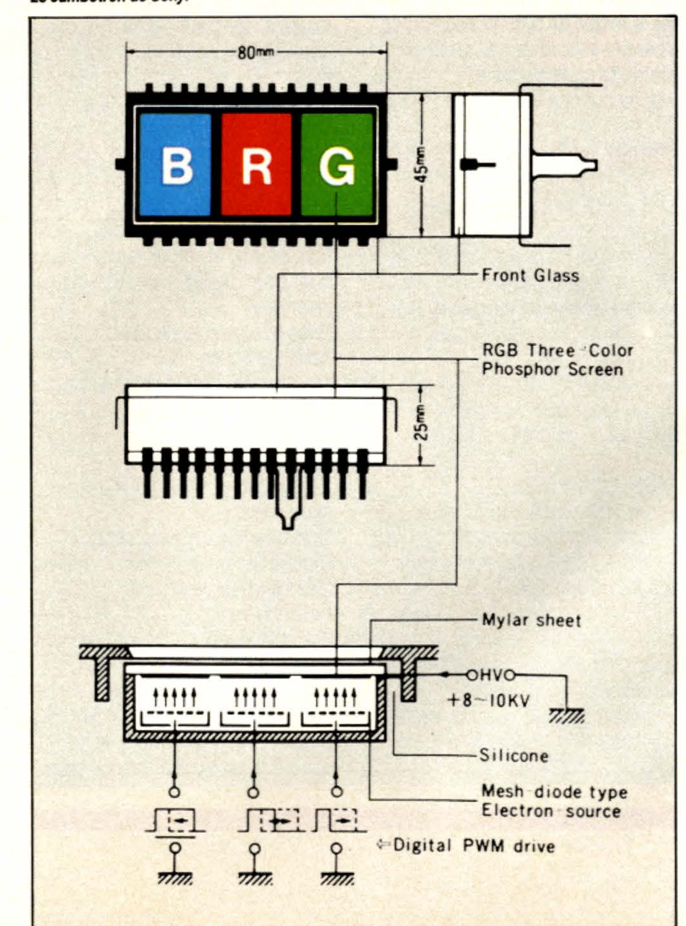
TSUKUBA

Tsukuba (Japon), à 50 kilomètres au nord-est de Tokyo, au cœur de la cité des Sciences, créée spécialement pour les besoins de la recherche scientifique et technologique : c'est ici que se déroule depuis le 17 mars et pour 184 jours « EXPO'85 », une exposition internationale ayant pris comme thème directeur « L'Habitat et son Environnement – La Science et la Technologie au service de l'Homme dans sa vie domestique » et qui attend la venue du monde entier de quelque 20 millions de visiteurs – ce qui est toutefois moins que l'Exposition Universelle d'Osaka qui, en 1970, avait attiré plus de 64 millions de personnes.
S'étendant sur plus de 100 hectares, « EXPO'85 » réunit en tant que participants 47 pays, 37 organisations internationales, 28 sociétés japonaises ainsi que le gouvernement nippon, ces chiffres ne reflétant pas les proportions en superficie des pavillons des divers exposants : le pays du Soleil Levant se taille la part du lion dans ce gigantesque « show » qui tient tout autant de Disneyland et de Luna Park que du Palais de la Découverte. Prodigieusement habile à maîtriser les applications techniques et technologiques, qui sont un débouché naturel des disciplines scientifiques de base auquel devrait mener toute recherche fondamentale, le Japon a voulu montrer au reste du monde que, dans ce domaine, il était plus fort que jamais et son savoir-faire immense. Aussi ne faut-il pas s'étonner si l'accent a été mis délibérément sur les possibilités futures de l'électronique, de l'informatique, de la robotique, de la biotechnique... avec quelquefois des visions très XXIe siècle. Dommage, dans ces conditions, que le Japon n'ouvre pas plus ses propres marchés aux importations étrangères, d'Europe ou des USA ; et quelques-uns étaient, ici, à penser qu'il suffirait d'un « super-Poitiers » à l'échelon mondial pour que la guerre économique qu'il entend mener de cette façon ne tourne à son désavantage, lui qui ne dispose que de fort peu de ressources naturelles...

Quoi qu'il en soit, et revenant à Tsukuba, nous avons pu y voir quelques réalisations étonnantes : écran géant pour TVC – le JumboTRON de Sony – les images de la TV à haute définition, des robots



Le Jumbotron de Sony.



dessinateurs, le TGV à moteur linéaire qui flotte sur ses rails...
Commençons par le JumboTRON. Pour un écran géant, c'en est un ! Plan, de 40 mètres de large sur 25 m de haut, constitué de cellules élémentaires de 8 × 4,5 cm de surface et de 2,5 cm de profondeur. Une cellule élémentaire – appelée « Trini-lite » – comprend elle-même trois minuscules surfaces émettrices : une rouge, une verte et une bleue. Les cellules élémentaires rassemblées par 24 (6 rangées de 4 Trini-lites) constituent un bloc de 40 × 40 cm et, comme l'écran est constitué de 6 300 de ces blocs, cela conduit à plus de 150 000 Trini-lites pour constituer une surface plane sans équivalent au monde. Les signaux vidéo d'origines diverses : TV reçue en VHF/UHF, émissions par satellite, TV à haute définition (expérimentale, et transmise également par satellite), bande magnétique, vidéodisque, caméra... transitent par une régie centrale où ils sont numérisés avant d'être acheminés, par fibres optiques, vers les Trini-lites, la gestion de l'ensemble se faisant avec le concours d'un ordinateur.

Fig. 1. Aspect d'un « Trini-lite ». La modulation se fait en PWM (Pulse Width Modulation) sur chacune des surfaces émettrices (rouge, verte et bleue).

« EXPO'85 »

Et pour le son ? Un certain nombre de colonnes sonores – équipées de haut-parleurs plans –, judicieusement disposées sur l'aire gazonnée qui s'étend devant le JumboTRON – ce qui permet aux spectateurs de s'asseoir – et complétées par des caissons de basses, encastrés à même le sol et protégés des agressions des intempéries... et des visiteurs, donnent une animation sonore qui n'a rien à envier, du point de vue qualité, aux images apparaissant sur l'écran. Pour tenir compte de la différence temporelle existant, sans correction, entre l'image et le son – dont les vitesses de propagation par trop différen-

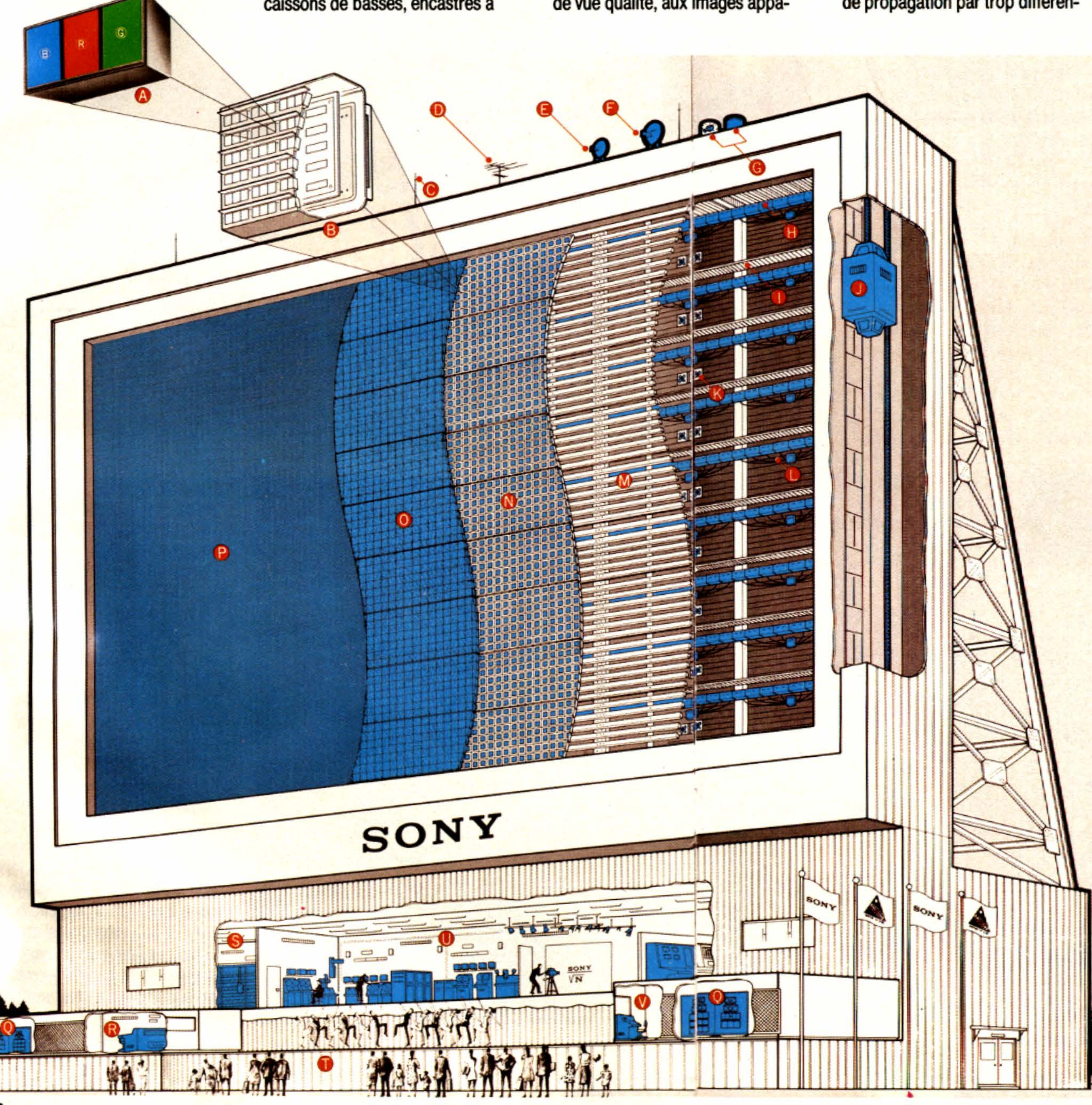


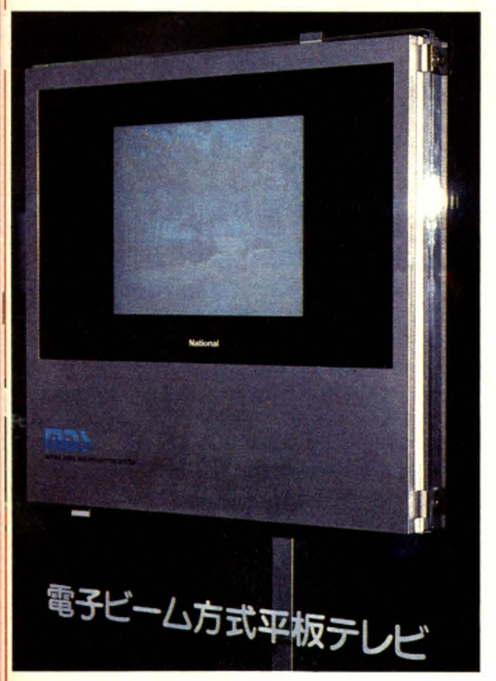
Fig. 2.
A. – « Trinilite », élément BRV électroluminescent. (8 × 4,5× 2,5 cm). ● B. – Unité de 20 éléments (40 × 40 cm). ● C. – Paratonnerre. ● D. Antenne VHF/UHF. ● E. – Paraboloïde (antenne de réception des satellites). ● F. – Paraboloïde (antenne réception TV à haute définition). ● G. – Caméra de toit télécommandée. ● H. – Bloc alimentation. ● I. – Passage pour inspection et Q J. – Ascenseur pour « maintenance ». ● K. – Ventilateur. ● L. – Fibre optique de transport du signal. ● M. – Structure support de l'ensemble de l'écran. ● N. – Les circuits électroniques. ● O. – L'ensemble des cellules LED. ● P. – Surface du Jumbotron. ● Q. – Les enceintes de sonorisation de scène. ● R. – Régie audio. ● S. – Stockage des bandes vidéo. ● T. – Scène à usage Q U. – Régie générale. ● U. – Régie « lumière ».

TSUKUBA «EXPO'85»

tes : 300 000 km/s pour la première et 340 m/s pour le second, amènent obligatoirement un manque de synchronisme –, un système de retard variable des signaux électriques appliqués aux haut-parleurs permet d'éviter la cacophonie due à des échos multiples. Cet aspect sonore est complété par deux châteaux d'enceintes acoustiques qui flanquent de part et d'autre une immense scène-podium, sise sous l'écran du JumboTRON, laquelle permet la présentation de divers spectacles.
Quant à l'image fournie par le JumboTRON, elle apparaît comme le résultat d'un exploit, même si elle est dispendieuse en énergie (1 000 kW !). En effet, il nous a été dit que la luminosité d'un tel écran était 30 fois supérieure à celle d'un tube cathodique conventionnel et que le rendement de conversion énergie électrique-énergie lumineuse d'un élément Trini-lite pouvait atteindre 90 % ! Bien qu'au cours des deux jours passés à Tsukuba, ce soit essentiellement un ciel couvert, avec le vent et la pluie, qui nous ait accueillis, nous avons pu apprécier au cours de rares éclaircies, lorsque le soleil arrivait à percer pour darder ses rayons sur le JumboTRON, que l'image rendue apparaissait encore comme très convenable et attrayante. Et ça, il faut le faire ! Bien sûr, en dehors de projections spectaculaires telles que *Les chutes du Niagara* ou encore *La capsule spatiale,* les techniciens de Sony, à la régie, ont quelque peu abusé de « trombinoscopie » ; ce qui signifie que la caméra disposée sur le toit du JumboTRON prend, à l'aide du téléobjectif qui l'équipe, un gros plan d'une partie de la foule et les personnes ciblées peuvent alors se détailler sur l'écran, en grandeur bien plus imposante que la réalité. Qui plus est, un système de mémoire électronique autorise, prise de vue terminée, de rester sur la dernière image projetée, fixée comme lors d'un arrêt sur image au magnétoscope. Ce qui ne peut faire que la joie des jeunes... et aussi des autres, et donc un succès très populaire pour une telle utilisation du JumboTRON de Sony.
Mais l'envers du décor, autrement dit le bâtiment qui sert de support à l'écran et qui abrite, également, toute l'infrastructure technique, devait nous faire découvrir un téléviseur haute définition. Ce téléviseur haute définition, comme son appellation le laisse présager, est un système de transmission des images qui permet de recevoir sur un tube cathodique (non tout aussi conventionnel que celui que nous connaissons, comme nous le verrons plus loin) des messages illustrés plus détaillés. Pour ce faire, le nombre de lignes de balayage horizontal – habituellement de 525 au Japon – est plus que doublé et passe à 1125, ce qui nécessite une bande passante plus élevée. D'autre part, le format de la face avant du tube cathodique passe d'un rapport largeur/hauteur de 4/3 à 5/3, tenant ainsi compte du fait que l'œil a un champ visuel plus important dans le sens horizontal que dans le sens vertical. Ce système de TV à haute définition pouvait également être vu à l'intérieur des pavillons des firmes Toshiba et Technics-Panasonic (groupe Matsushita). Rappelons que le procédé et les normes afférentes ont fait l'objet d'une étude commune entre les principales sociétés d'électronique japonaises et



Satellite soviétique.



Ecran plat Matsushita.



TV haute définition Sony.

le NHK (Radiotélévision nationale nippone). Rappelons aussi, toujours à propos de TV à haute définition, que pour l'Europe sont en concurrence le standard MAC C, proposé

l'image est apparemment sans distorsion géométrique et que les couleurs sont, semble-t-il, respectées. Nous avons eu un peu plus de chance avec le son, le son du film

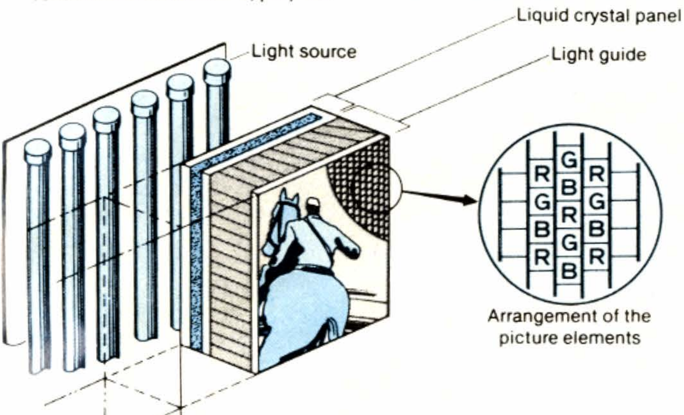
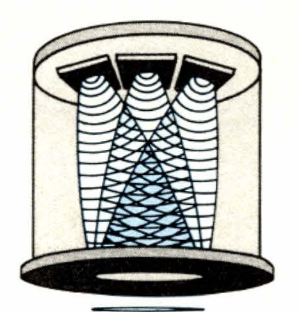


Fig. 3. – Ecran à cristaux liquides Matsushita.

par les Britanniques, et le standard D 2 MAC Paquets, proposé par la France et plus précisément par le CCETT de Rennes (Centre Commun d'Etudes de Télédiffusion et de Télécommunications) ; le D 2 MAC Paquets devrait entrer en service en juillet 1986, avec le lancement du satellite TDF 1.

Mais si Sony présentait avec le JumboTRON le plus grand écran plat, il n'était pas le seul dans cette spécialité ; c'est ainsi que Matsushita faisait découvrir l'Astrovision, un écran à cristaux liquides constitué par la juxtaposition de trois panneaux de 4 × 3 m, ce qui conduit à un écran panoramique de 3 × 12 m, chacun de ces panneaux étant constitué de 225 cellules à cristaux liquides élémentaires excitées par des tubes fluorescents d'un nouveau type. Quant à plus d'explications sur le procédé, ce n'est pas le petit dépliant remis comme un prospectus à l'entrée du pavillon Technics-Panasonic qui nous permettra d'en donner. Pareil pour un autre type d'écran plat, plus petit (25 cm de diagonale) et ne faisant que 99 mm d'épaisseur, soit moins du tiers d'un tube cathodique conventionnel. Tout ce que nous pouvons dire est qu'il s'agit d'un nouveau type d'écran, peut-être électroluminescent, et ce n'est pas *La vie préhistorique au Japon* – film qui apparaissait sur cette surface plane – qui nous en a appris plus sur le procédé, sinon que



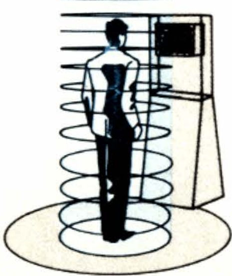
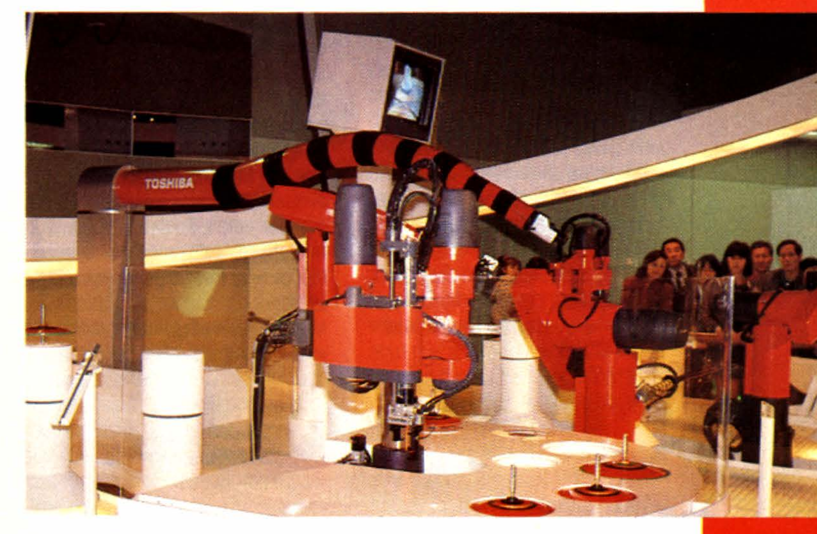


Fig. 4. – Un son très directif apporte le commentaire du film qui apparaît sur l'écran plat de 25 cm de diagonale (Matsushita).

dont il vient d'être question. Il s'agit d'un dispositif « super-directif » qui fait que les ondes sonores n'atteignent que la personne située en-dessous de lui. Comment ça marche ? Cela fait appel à des ultrasons. Chacun sait que les ondes ultrasonores sont très directives : le système utilise donc plusieurs milliers de sources ultrasonores, fixées au plafond, dont les faisceaux convergent en un point unique, en direction du sol, à quelque deux mètres du plancher ; là se situe un convertisseur qui transforme les



Matsushita : TV à haute définition.



Les robots Toshiba.

ondes ultrasonores inaudibles en ondes de fréquences plus basses et, elles, audibles. Reste quand même une question : en quoi consiste le convertisseur qui permet de transformer des ondes ultrasonores en ondes sonores audibles ?

La télévision en trois dimensions ? Cela existe aussi. L'image est projetée par plusieurs projecteurs vidéo à la fois sur un écran

TSUKUBA «EXPO'85»

« spécial » et examinée par transparence, ce qui signifie que vous vous trouvez de l'autre côté de cet écran « spécial ». Et alors vous avez réellement l'impression d'une vue en trois dimensions puisqu'en vous déplaçant latéralement, la face cachée des objets et des choses apparaît. A noter qu'il ne s'agit pas d'holographie qui était également présentée, mais sous la forme habituelle d'une image fixe. Hitachi avait, quant à lui, fixé son choix sur le cinéma en relief, non pas à partir d'anaglyphes, qui nécessitent des lunettes spéciales, avec un verre rouge et un autre vert, mais à partir d'une double projection à lumière polarisée. Cette fois encore, il faut des lunettes, mais les verres sont presque incolores, l'un laissant passer la lumière polarisée horizontalement – ce qui correspond à un aspect du film projeté – et l'autre laissant passer la lumière polarisée verticalement – ce qui correspond au deuxième aspect du film. L'ensemble ainsi constitué donne à la projection une impression saisissante et on peut se demander pourquoi le procédé n'est pas plus souvent utilisé.

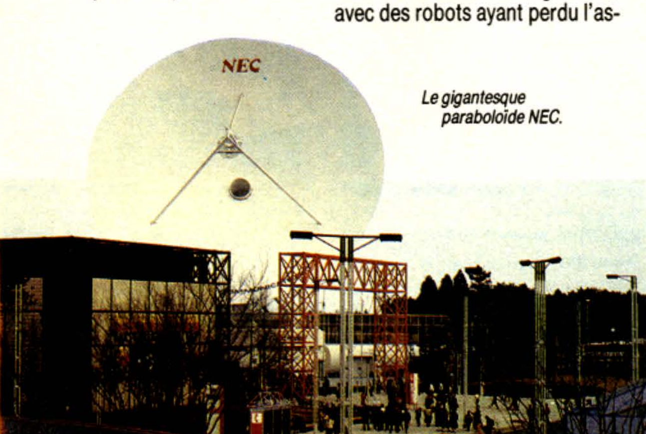
Et les robots ? Nombreux étaient les pavillons à faire appel à ces machines de plus en plus intelligentes. Matsushita, qui les avait transformés en dessinateurs, vous « tirait le portrait » rapidement et, sans que ce soit de l'art comme place du Tertre à Montmartre, il faut bien avouer que la ressemblance avec le modèle y était. Toshiba avait préféré utiliser les siens, tout aussi perfectionnés, à effectuer un ballet très animé et non dépourvu d'intérêt. Mais le sommet de l'imagination, avec des robots ayant perdu l'aspect de manipulateur et de machine, se trouvait au « Fuyo Robot Theater » : des dizaines de robots prenant les formes les plus diverses, proches le plus souvent de celles de personnages sortis tout droit de bandes dessinées ou encore de dessins animés. N'oublions pas, non plus, le robot Hitachi qui sculpte la glace (!), et son compère doté de muscles... en caoutchouc ; et celui du pavillon du gouvernement nippon qui ne faisait pas moins que jouer du synthétiseur, un Yamaha s'il vous plaît.

Quant aux télécommunications par satellites, en dehors des récepteurs TV à haute définition, retenons le gigantesque paraboloïde qui dominait tout le pavillon NEC et les maquettes de satellites artificiels du futur (Horizon 90) de Toshiba. Nous aurons l'occasion de revenir sur quelques-uns de ces points de façon un peu plus précise au cours de prochains numéros.

Enfin, signalons l'absence, à Tsukuba, de plusieurs firmes notoires : Philips (puisque la Hollande ne participait pas), Sharp et JVC, ce qui ne manque pas de surprendre.

Ch. PANNEL

Robot dessinateur Matsushita.



Le gigantesque paraboloïde NEC.



Emblème de l'exposition

Cet emblème représente une image idéalisée de l'univers, de la terre, de la science et de l'art en accord parfait. Le sommet du triangle, qui figure le mont Tsukuba, symbolise la science et la technologie à l'aube du XXIe siècle. Les trois côtés illustrent le thème de l'exposition : « l'homme, la maison, l'environnement », et les deux anneaux parallèles évoquent l'harmonie entre l'homme et la science.



« Je m'appelle Cosumo Hoshimaru »

Mascotte

Cette charmante mascotte, choisie parmi des centaines de suggestions, est la mascotte de l'exposition.

LA FRANCE A TSUKUBA

ceux de l'Allemagne (RFA) et de l'Italie, et plus important que ceux des pavillons de la Grande-Bretagne, de la Belgique et de la CEE elle-même (où la France disposait également de 350 m²).
Le sujet fixé par les organisateurs de Tsukuba, sujet aux facettes multiples, a entraîné une réponse didactique et se voulant captivante pour le visiteur, « avec des sujets et une mise en scène visant par ailleurs à transmettre un double message », comme devait nous le dire M. Marcel Galopin, commissaire général du pavillon français :

Ariane IV, dont la France est maître d'œuvre.

La France n'était pas absente d'« EXPO'85 ». Parmi la participation de gouvernements, d'entreprises et d'organisations du monde entier qui donnait à Tsukuba un caractère international, notre pays figurait avec un pavillon de 1 100 m² au sol, soit, compte tenu d'une mezzanine formant demi-étage et compte tenu aussi de l'espace minimum réservé aux bureaux et locaux de service, avec une superficie d'exposition et de circulation pour le public d'environ 1 500 m² ; chiffre sensiblement égal à

« – Niveau élevé des compétences et degré avancé de nombreuses réalisations dans les techniques de pointe (robotique, télématique, interventions sous-marines et spatiales...) qui tendent à faire de la France un partenaire enviable pour le développement de la recherche et ses applications.
– La place prédominante de l'homme au centre de toute culture scientifique et technique, ce souci de l'humain s'exprimant aussi bien par les efforts faits en vue de la préservation de l'environnement et d'un certain art de vivre que par l'intérêt porté aux éléments fragiles ou menacés de la société contemporaine (les enfants, les handicapés).
Par cette double orientation, l'objectif est moins de se démarquer du système de valeurs propre au Japon que de souligner, au contraire, les points de similitude et de convergence tout en apportant des réponses spécifiquement françaises aux interrogations, voire aux inquiétudes du public japonais et – les expositions internationales étant ce qu'elles sont – en valorisant notre savoir-faire et nos réussites industrielles. »
Vaste programme, en grande partie réalisé malgré le frein tâtillon des organisateurs japonais de Tsukuba et une certaine indifférence de la plupart des entreprises françaises, présentes certes, mais comme intervenantes et non comme parties prenantes et participantes. Ce qui signifie que, bien souvent, le matériel exposé a été acheté – aux frais du contribuable – aux firmes concernées par les responsables du stand sans que celles-ci s'engagent plus avant. En quelque sorte, une façon facile d'aborder les problèmes de l'exportation.
Quoi qu'il en soit, nous avons retrouvé à l'intérieur du « Pavillon France » des classiques comme le TGV, le Minitel ou encore la fusée Ariane (dont notre pays est maître d'œuvre), mais aussi des réalisations moins connues comme celles du village d'Ormes, près d'Orléans ; ce village a inspiré un exemple d'aménagement urbain et d'habitat moderne à l'échelle humaine, heureuse union de recherche esthétique et d'application des techniques les plus avancées, avec la combinaison harmonieuse de matériaux nouveaux et des éléments de construction plus traditionnels. Différents types d'énergie domestique y sont mis en évidence, tels la production d'eau chaude par l'émission solaire et un système de chauffage au gaz performant ; électronique et micro-informatique sont alors mises à contribution et les habitants de la localité contrôlent et optimisent leur consommation d'énergie par un procédé de télémesure et de télétraitement.
S'agissant des activités françaises en matière de recherches et d'interventions spatiales et sous-marines, nous avons retrouvé, outre une maquette à l'échelle 1/2 du satellite de

DEUX IMPRIMANTES POUR MINITEL

ble.
L'ouverture de l'imprimante laisse voir sous le bloc d'impression amovible, sans avoir à dévisser ou à dessouder quoi que ce soit, une électronique volumineuse pilotée par un microprocesseur Z 80. A en juger par ce que nous avons vu sur le circuit imprimé, cette machine doit pouvoir recevoir d'autres interfaces telles que série RS 232 ou parallèle 8 bits (Centronics si vous préférez) et doit donc pouvoir être utilisée comme imprimante classique pour micro-ordinateur. La notice ne dit malheureusement rien à ce sujet.
La réalisation est très correcte et ne renie pas ses origines puisque le logo Olivetti est bien visible sur les circuits imprimés. L'utilisation de connecteurs pour toutes les liaisons permet un démontage facile et rapide, apte à rendre la maintenance aisée.
Aucune usure de la tête à jet d'encre n'est à craindre puisque cette technologie conduit à remplacer la tête elle-même lorsque la réserve d'encre qu'elle contient est usée. Ce n'est pas plus coûteux que le changement du ruban encreur sur une machine ordinaire et la durée de vie des deux systèmes est comparable.

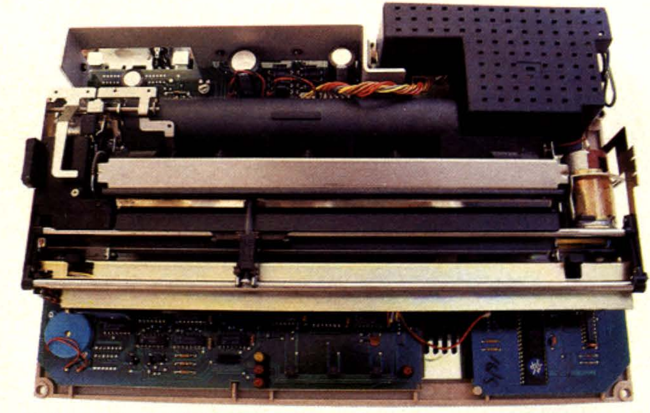


Photo 6. – Le boîtier de la LX 102 V est bien rempli.

NOS CONCLUSIONS

Pour être francs, nous avons été très déçus par cette machine. Son prix très élevé tout d'abord (plus de 5 000 F) n'est pas justifié par les possibilités offertes. Le papier de largeur normale ne sert en effet à rien pour des Minitel 40 colonnes et n'aurait été utile que si la LX 102 V pouvait être utilisée comme imprimante pour micro-ordinateur, par exemple ; ce n'est malheureusement pas le cas avec les informations dont dispose l'acquéreur. La technologie à jet d'encre est très séduisante mais, pour cette application, elle n'apporte pas grand chose de plus que la tête thermique de l'Epson si ce n'est de permettre l'emploi de papier ordinaire. L'économie réalisée est cependant négligeable compte tenu du remplacement régulier de la cartouche d'encre. La disponibilité quasi confidentielle de cette machine et sa taille imposante contribuent encore à faire pencher la balance du côté négatif.

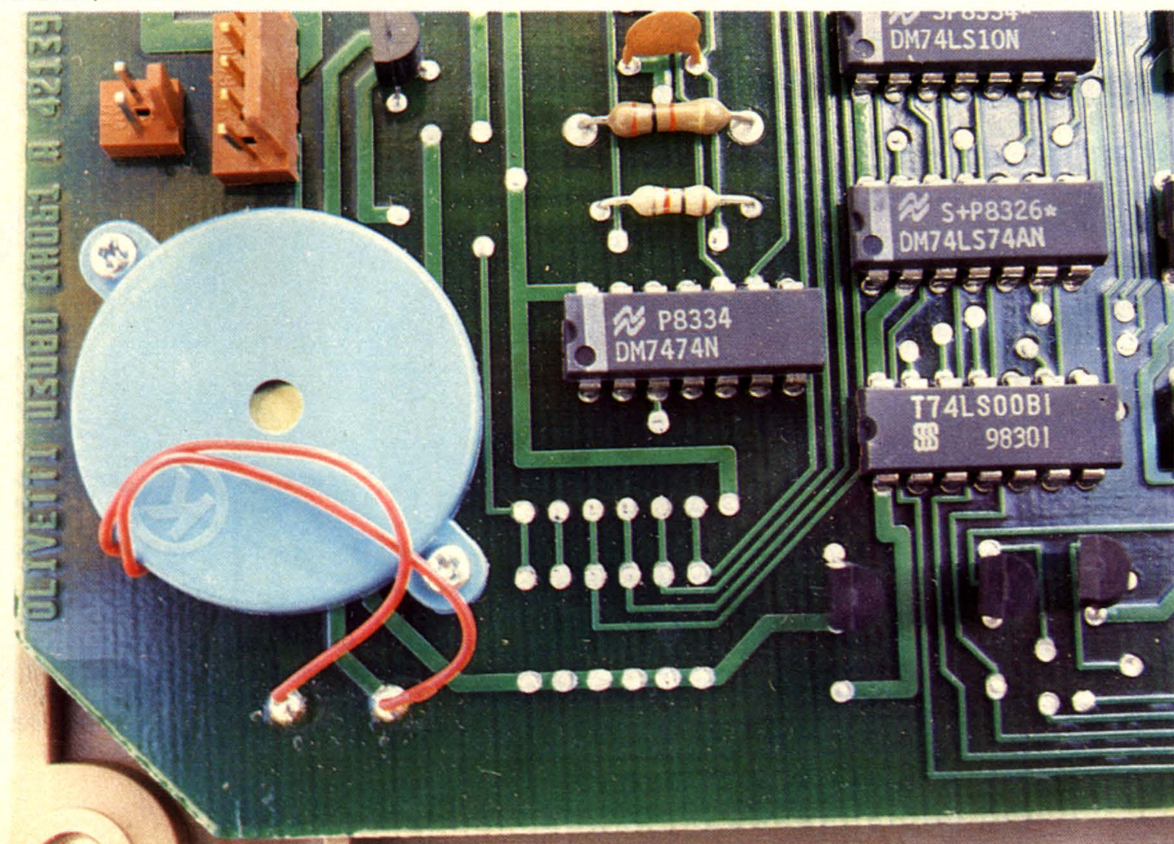
Au vu de ces critiques, vous êtes en droit de vous demander pourquoi nous vous avons présenté cette machine. La raison en est simple : lorsque, pour une même application, il existe un produit français et un produit étranger, nous estimons de notre devoir de les mettre en concurrence. C'est donc pour cela que nous avions choisi la LX 102 V ; l'expérience a malheureusement tourné en sa défaveur et nous a permis, en outre, de constater qu'elle n'avait de français que le nom et la notice.

POUR FINIR

Nous n'avons pas cherché à faire un comparatif des deux machines présentées aujourd'hui, vous laissant le soin de faire ce travail vous-même après avoir lu nos deux bancs d'essais. Néanmoins, si vous voulez vous équiper d'une imprimante de recopie d'écran de Minitel, nous n'hésitons pas à vous conseiller la machine Epson P 40, dont le rapport qualité/prix est imbattable sur le marché actuel.

C. BUGEAT

Photo 7. – L'électronique est de conception Olivetti.



REALISEZ VOTRE ORDINATEUR PERSONNEL

Nous allons aujourd'hui procéder à la mise en place et au câblage de l'alimentation dans le boîtier ainsi qu'à la réalisation du circuit imprimé du bus de notre TAV 85. Le système sera ainsi prêt à recevoir la carte principale dont la description pourra commencer dès notre prochain numéro.

Le mini-bus

On désigne par bus d'un micro-ordinateur un ensemble de lignes parallèles véhiculant des signaux dans tout le système. Ces signaux sont les lignes d'adresses et de données du microprocesseur ainsi qu'un certain nombre de signaux de contrôle tels que : lecture/écriture, horloges, signaux de décodage d'adresses, etc.

Un système monocarte, comme c'est le cas du TAV 85 en configuration n° 1 (voir notre numéro de mars si nécessaire), comporte aussi un bus mais il est moins visible puisque se trouvant entièrement sur la carte. Malgré cela nous avons besoin de réaliser un circuit imprimé de bus qui supportera un « vrai » bus au sens que nous venons de lui donner. En effet, si la configuration n° 1 du TAV 85 rend ce circuit inutile, la configuration n° 2 qui sera adoptée par la majorité d'entre vous impose d'avoir un bus pour relier la monocarte à la carte de visualisation.

A priori, et comme un bus est un ensemble de fils parallèles, on peut choisir n'importe quelle disposition pour les signaux qu'il véhicule et n'importe quel type de connecteur pour les cartes. En fait, il existe sur le marché un certain nombre de bus standards correspondant soit à une famille de microprocesseurs, soit à un concept particulier. En ce qui nous concerne, nous avons choisi le bus « Exorciser » ou « Exorbus » proposé par Motorola, il y a de nombreuses années de cela, pour le microprocesseur 6800 et pour son successeur le 6809. Ce choix est justifié par plusieurs raisons :

– C'est un bus spécialement prévu pour les microprocesseurs et circuits de la famille 6800-6809, ce qui signifie que ces circuits se connectent sur ce bus avec un minimum de composants externes. C'est très intéressant pour un système compact tel que celui que nous réalisons.

– Ce bus a déjà été utilisé dans nos deux précédents ordinateurs, ce qui signifie que certaines cartes développées pour ces derniers seront utilisables dans le système actuel.

Ce bus comporte un maximum de 86 lignes car il utilise des connecteurs à deux fois 43 contacts (c'est une taille normalisée) mais tous les fils disponibles ne sont pas utilisés comme le montre la figure 1. Cette figure indique le brochage du bus, pour lequel il faut savoir que les connecteurs deux fois 43 contacts ont leurs pattes repérées par des lettres pour le côté « composants » des cartes et par des chiffres pour le côté « cuivre ». Nous allons passer en revue rapidement les signaux véhiculés par ce bus, car cela nous sera utile pour la suite de cette étude, surtout lorsque nous aborderons la description de la monocarte.

Six lignes sont réservées au + 5 V et six autres à la masse, ce qui leur permet de véhiculer sans problème le courant important pouvant être consommé sur cette alimentation. Deux lignes seulement sont réservées au + 12 V et au – 12 V, la consommation sur ces tensions étant bien moindre. Bien que, dans notre système, les masses du + 5 V et de l'alimentation symétrique + et – 12 V soient communes, les masses de l'alimentation symétrique ont leurs propres lignes de connexion en 8, 9 et K.

La ligne 13 baptisée + BATT véhicule la tension en provenance d'une batterie vers l'horloge temps réel dont est équipée la monocarte (voir si nécessaire notre numéro de mars) afin d'alimenter celle-ci même lorsque l'ordinateur est arrêté.

Viennent ensuite un certain nombre de lignes de contrôle :

– $\overline{IRQ}$ barre est l'entrée d'interruption masquable du microprocesseur 6809 ; nous verrons son rôle plus en détail lors de la présentation du schéma de la monocarte.

– $\overline{NMI}$ barre est aussi une entrée d'interruption du 6809 mais non masquable ; nous verrons sa fonction en même temps que celle d'IRQ.
– $\overline{RESET}$ barre est la ligne de RESET ou de ré-initialisation du système. C'est sur cette ligne qu'est envoyé le signal de ré-initialisation du système, signal qui provient soit du système de RESET automatique à la mise sous tension, soit du poussoir de RESET de la face avant lors des ré-initialisations imposées par vos soins.
– $\overline{R/W}$ barre est la ligne lecture/écriture. Elle indique si le microprocesseur lit (R/W à 1) ou écrit (R/W à 0) dans les mémoires ou dans les circuits d'interface.
– E est l'horloge du système. C'est un signal carré à 1 MHz qui sert à cadencer tous les échanges d'informations sur le bus.

Pour ceux d'entre vous qui ne seraient pas habitués aux conventions de notations logiques, rappelons que le fait de placer une barre au-dessus du nom d'un signal (ou à côté de son nom dans le texte en raison des problèmes typographiques que cela pose) signifie que ce dernier est actif au niveau bas. Ainsi, la ligne $\overline{RESET}$ barre déclenchera une ré-initialisation du système lorsqu'elle sera mise au niveau logique 0, son état de repos étant le niveau logique 1.

Précisons aussi pour nos amis lecteurs qui connaissent le bus « Exorbus » et (ou) le 6809 que notre bus est volontairement incomplet ; en effet nous n'y avons pas fait figurer les signaux inutiles dans le cas du TAV 85 tels que REFREQ, REGRNT, Q, DMAREQ, etc.

Les lignes qui nous restent à voir sont plus classiques même pour un néophyte en matière de micro-informatique ; en effet ce sont :
– D_0 à D_7, qui sont les lignes de données du 6809.
– A_0 à A_{15}, qui sont les lignes d'adresses du 6809.

La réalisation du bus

Afin de limiter le câblage au maximum, le bus de notre système est réalisé au moyen d'un circuit imprimé simple face dont le tracé à l'échelle 1 vous est indiqué figure 2. Ce tracé, issu de celui de nos deux réalisations précédentes, comporte trois emplacements de connecteurs mais seuls les deux les plus éloignés des grosses pastilles de connexion sont utilisés. Ce circuit étant simple face, vous pouvez très bien le réaliser vous-même mais il est également disponible prêt à l'emploi, étamé et percé, chez Facim. Attention ! Si vous le faites vous-même, la largeur du circuit imprimé doit être de 195 mm, le film de la figure 2 étant centré sur celui-ci ; en effet, les deux équerres de fixation sont vissées de part et d'autre de l'emplacement du connecteur le plus bas sans toucher les pistes d'alimentation et de masse.

Une fois en possession de ce circuit, vous devrez y souder deux connecteurs deux fois 43 contacts au pas de 3,96 mm (connecteurs standards dis-

N°	Signal	N°	Signal
A	+ 5 V	1	+ 5 V
B	+ 5 V	2	+ 5 V
C	+ 5 V	3	+ 5 V
D	IRQ	4	
E	NMI	5	RESET
F		6	Rlw
H		7	
J	E	8	masse (± 12 V)
K	masse (± 12 V)	9	masse (± 12 V)
L		10	
M	– 12 V	11	– 12 V
N		12	
P		13	+ BATT
R		14	
S		15	
T	+ 12 V	16	+ 12 V
U		17	
V		18	
W		19	
X		20	
Y		21	
Z		22	
A		23	
B		24	
C		25	
D		26	
E		27	
F		28	
H	D_3	29	D_1
J	D_7	30	D_5
K	D_2	31	D_0
L	D_6	32	D_4
M	A_{14}	33	A_{15}
N	A_{13}	34	A_{12}
P	A_{10}	35	A_{11}
R	A_9	36	A_8
S	A_6	37	A_7
T	A_5	38	A_4
U	A_2	39	A_3
V	A_1	40	A_0
W	masse (+ 5 V)	41	masse (+ 5 V)
X	masse (+ 5 V)	42	masse (+ 5 V)
Y	masse (+ 5 V)	43	masse (+ 5 V)

Figure 1 – Brochage du connecteur de bus.

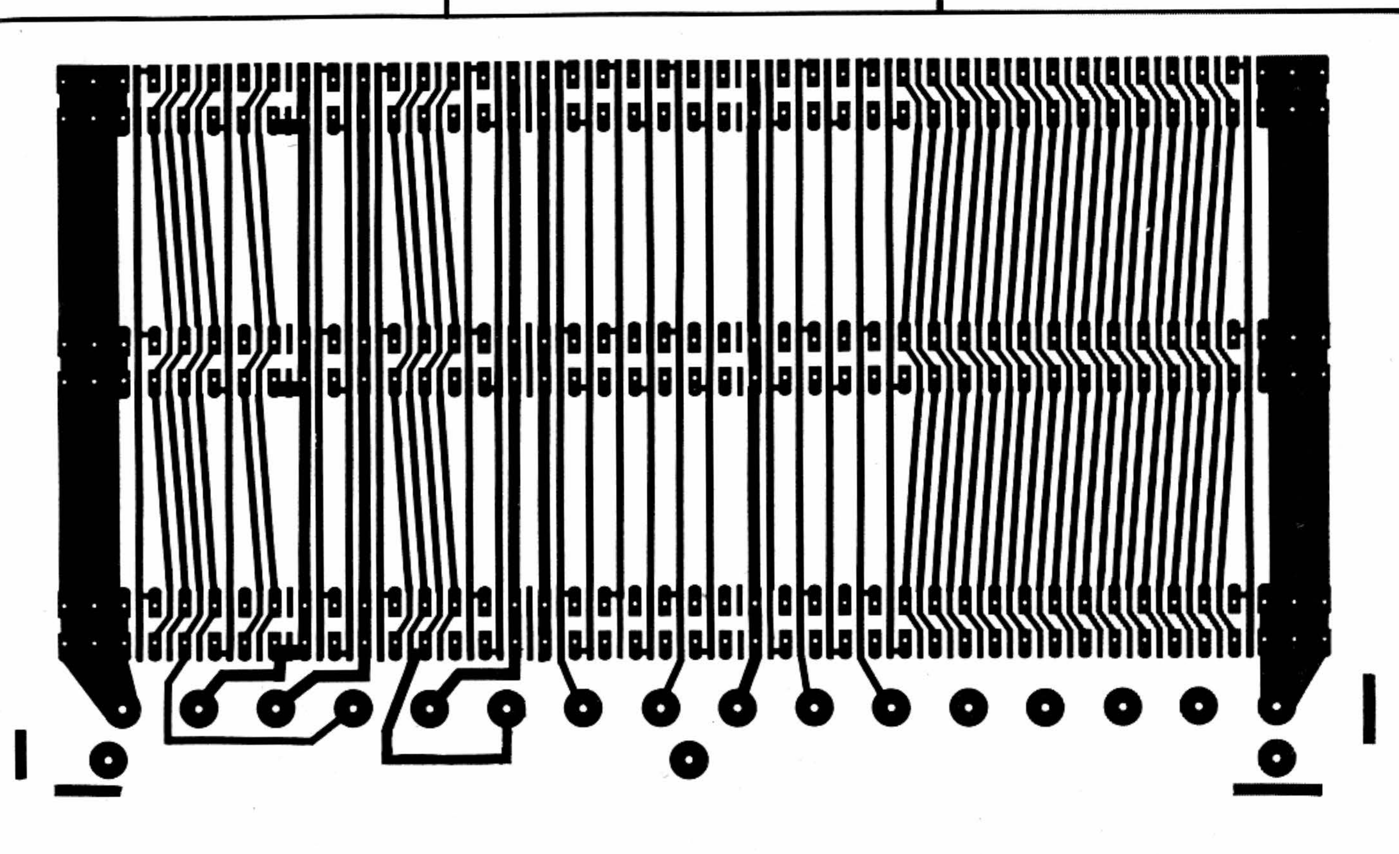


FIGURE 2. – Le circuit imprimé du bus, vu côté cuivre, échelle 1.

ponibles dans le commerce spécialisé, Pentasonic par exemple). Au risque de nous répéter, rappelons que ces connecteurs sont à monter dans les emplacements les plus éloignés des grosses pastilles de connexion situées dans le bas du circuit.

Les six pastilles de droite, lorsque vous tenez le circuit connecteur vers vous et pastilles en bas, seront équipées de cosses poignards ainsi que la pastille d'extrême gauche. Les soudures seront ensuite soigneusement vérifiées, particulièrement au niveau des pistes d'alimentation et de masse dont la grande largeur rend parfois la prise de soudure difficile lorsque l'on utilise un fer de faible puissance. Un contrôle à l'ohmmètre de l'isolement des pistes voisines sera également effectué, le contrôle optique n'étant pas suffisant pour déceler un éventuel pont de soudure microscopique au niveau d'un connecteur. Le circuit sera alors laissé de côté pour l'instant car nous allons faire à nouveau un peu de « mécanique ».

Montage des éléments de l'alimentation

Nous allons reprendre le coffret, sur lequel la face avant sera enlevée, et procéder au montage des radiateurs des transistors de puissance et des transformateurs. Pour cela, mettez la face arrière en place et positionnez à la main les deux transformateurs toriques côte à côte à l'emplacement prévu (revoir si nécessaire notre numéro de mars). Poussez au maximum ces transformateurs vers le flanc droit du boîtier, pointez leur trou central de fixation et percez-le.

Vous pouvez alors faire un montage « à blanc » des transfos en vous aidant de la figure 3 qui rappelle comment s'utilisent les accessoires qui ont dû vous être fournis avec ceux-ci lors de l'achat. Ne serrez pas trop la vis car le montage n'est que provisoire et que, de plus, cela écrase les fils de sortie sur certains modèles. L'orientation des fils est quelconque pour l'instant.

Munissez-vous alors de vos deux radiateurs et présentez-les à leur tour à la place qui leur revient (numéro de mars et photos) en choisissant une position telle qu'il soit possible de les fixer sans que leurs vis de fixation ne tombent sur l'un ou l'autre des transformateurs. Il vous sera peut-être nécessaire d'araser un peu une ailette d'un radiateur à la lime pour laisser le passage à la tête d'un boulon de fixation d'un transfo, ce qui est très facile à faire.

Faites un montage à blanc des radiateurs et profitez-en pour repérer sur la face arrière l'emplacement de la zone de ces derniers où seront montés les transistors de puissance. Enlevez-les et percez un trou pour un passe-fils, dans cette zone, en vérifiant une fois encore qu'il ne tombe pas sur un transformateur.

Cette partie de l'assemblage peut vous sembler un peu délicate lors de la lecture de ce qui précède mais, lorsque l'on a les éléments en mains, elle

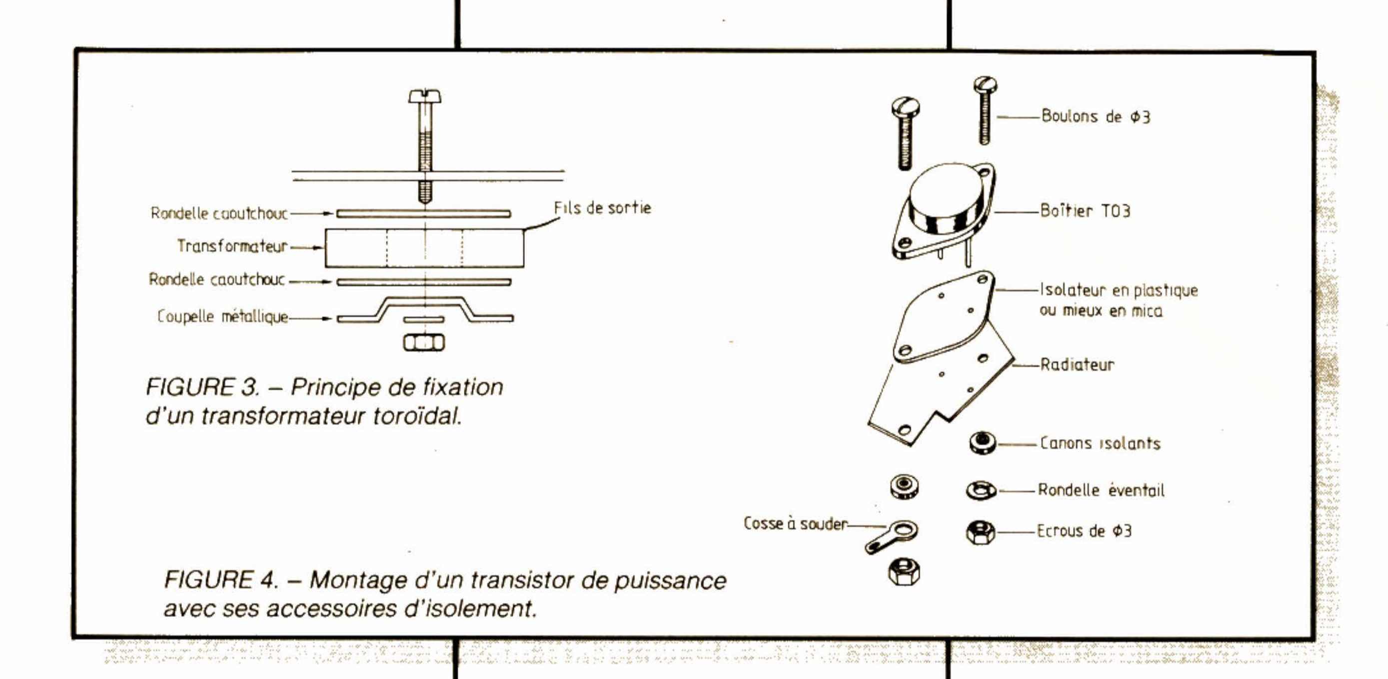


FIGURE 3. – Principe de fixation d'un transformateur toroïdal.

FIGURE 4. – Montage d'un transistor de puissance avec ses accessoires d'isolement.

s'avère très simple surtout si vous avez respecté les tailles limites des éléments données dans notre numéro de mars. L'essentiel est de travailler avec soin et sans précipitation.

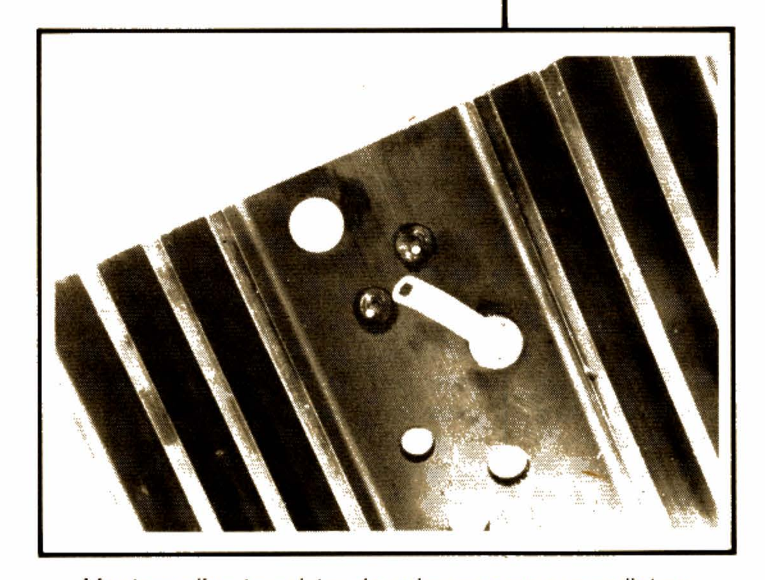
Tant que vous y êtes, profitez-en pour couper les vis de fixation des transformateurs à ras de l'écrou de fixation afin qu'elles ne dépassent pas ou très peu de la coupelle métallique.

Démontez alors les radiateurs sur lesquels nous allons monter les transistors de puissance. Ceux-ci devant être isolés de la masse, il faut utiliser les accessoires d'isolement donnés (ou vendus !) avec les transistors. Ces accessoires se composent d'une feuille de mica ou de mylar un peu plus grande que les transistors et de deux canons isolants par transistors. Leur utilisation est clairement indiquée figure 4, mais nous avons vu tellement de problèmes à ce propos que nous croyons utile de vous donner quelques conseils. Tout d'abord, la surface du radiateur en contact avec le mica doit être très propre et surtout exempte de petites particules métalliques comme il peut en rester si vous avez dû percer vos radiateurs vous-même. Les trous de fixation doivent être très soigneusement ébavurés, toujours si vous avez percé vous-même, car sur les radiateurs pré-percés les bords des trous sont en général très propres.

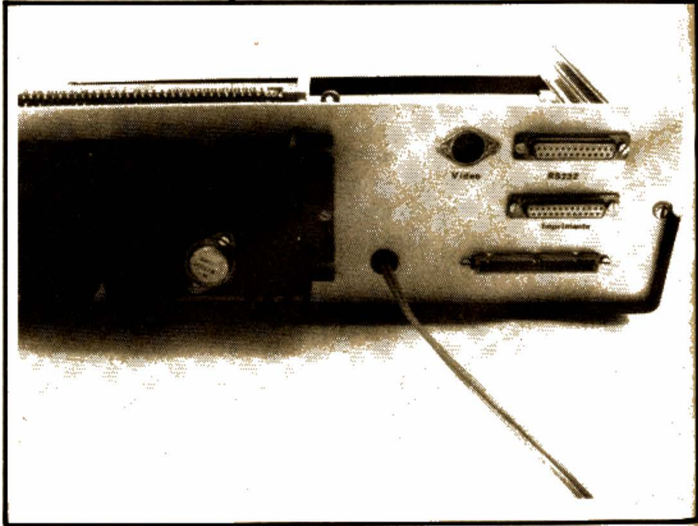
La surface du radiateur en contact avec le mica doit être enduite d'une généreuse couche de graisse aux silicones prévue pour cela (graisse aux silicones de couleur blanche ou incolore vendue chez les distributeurs de composants). L'autre face du mica, venant en contact avec le transistor, doit être enduite de la même façon.

Le vissage du transistor doit être énergique mais en faisant attention de ne pas briser les canons isolants.

Lorsque ce montage est terminé, un contrôle à l'ohmmètre de l'isolement du boîtier et des pattes par rapport au



Montage d'un transistor de puissance sur son radiateur.



Montage des radiateurs en face arrière.

radiateur est indispensable. Attention ! Si votre radiateur est anodisé noir, il faut gratter l'anodisation pour que l'ohmmètre fasse contact avec le métal.

Soudez alors un fil souple de 10/10 sur le collecteur et l'émetteur de chaque transistor, de cinquante centimètres de long environ, et un fil souple de 7/10 environ sur chaque base.

Reprenez alors le circuit de bus et percez les trous correspondants à ceux dont sont munies les « oreilles » des connecteurs dans le circuit imprimé. Fixez dans chaque trou un guide carte à vis (Facim). Ceux du connecteur du bas seront maintenus par un écrou, ceux du connecteur du haut par une entretoise filetée de 3 mm de diamètre et de 10 à 20 mm de long environ comme indiqué figure 5. Procurez-vous deux équerres métalliques robustes (les nôtres mesurent 30 mm sur 30 mm pour une largeur de 15 mm) vendues sous le nom « d'équerres pour chaises » dans les magasins de bricolage (Obi, BHV, etc.). Ces équerres vont être placées dans la partie basse du circuit du bus pour le fixer sur le fond du boîtier. Aidez-vous des figures 5 et 6 de notre numéro de mars pour voir comment sont montées ces équerres. Fixez-les d'abord sur le circuit imprimé du bus, côté composants (afin qu'elles ne touchent pas les pistes extrêmes) et présentez ce circuit dans le boîtier. Le bord droit du circuit devra se trouver à 2 ou 3 mm du profilé en aluminium qui tient les deux demi-coquilles du boîtier tandis que la face composants du circuit devra être au moins à 195 mm du rebord avant du fond du coffret (sinon il sera impossible de mettre la face avant lorsque les cartes seront en place).

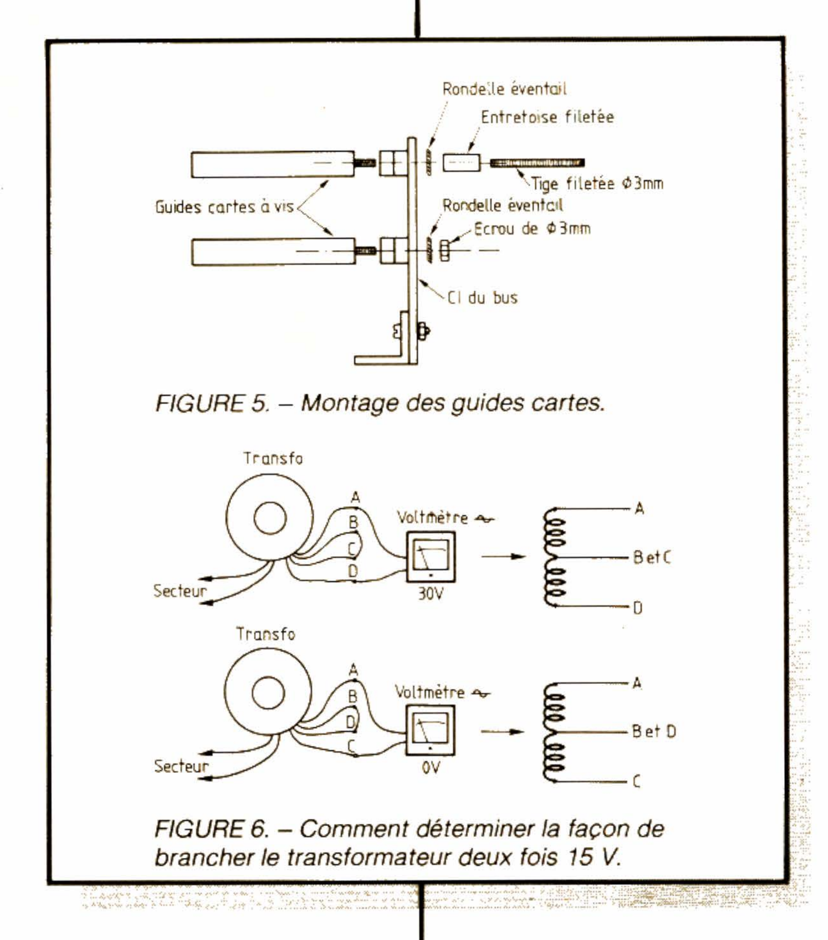
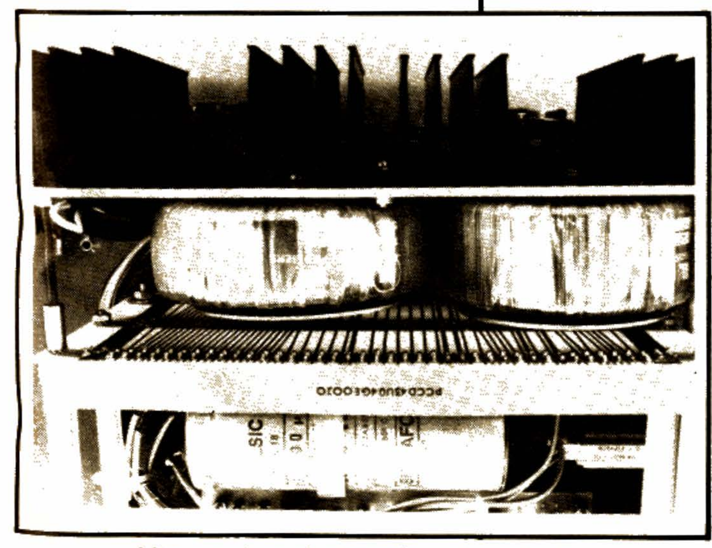


FIGURE 5. – Montage des guides cartes.

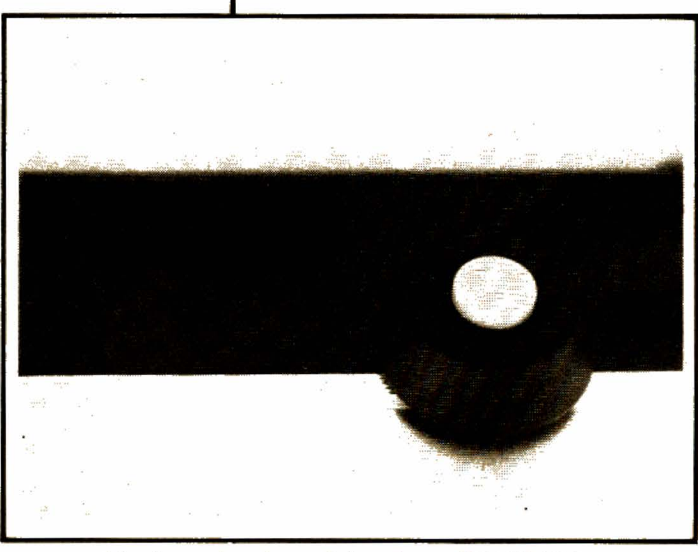
FIGURE 6. – Comment déterminer la façon de brancher le transformateur deux fois 15 V.

Si vos composants respectent les dimensions limites que nous avions imposées, il doit rester quelques mm entre le côté cuivre du CI de bus et les coupelles métalliques des transfos. Pointez les trous de fixation et montez le circuit imprimé de bus.

Juste devant ce circuit imprimé, nous allons monter le chimique de filtrage du + 5 V grâce à une bride en dural. Pour cela procurez-vous une bande du dural ou d'alu de 10 mm de large environ (magasins de bricolage spécialisés) et



Mise en place des transformateurs toriques et du circuit imprimé de bus.



Montage des deux disjoncteurs thermiques sur la face latérale du boîtier.

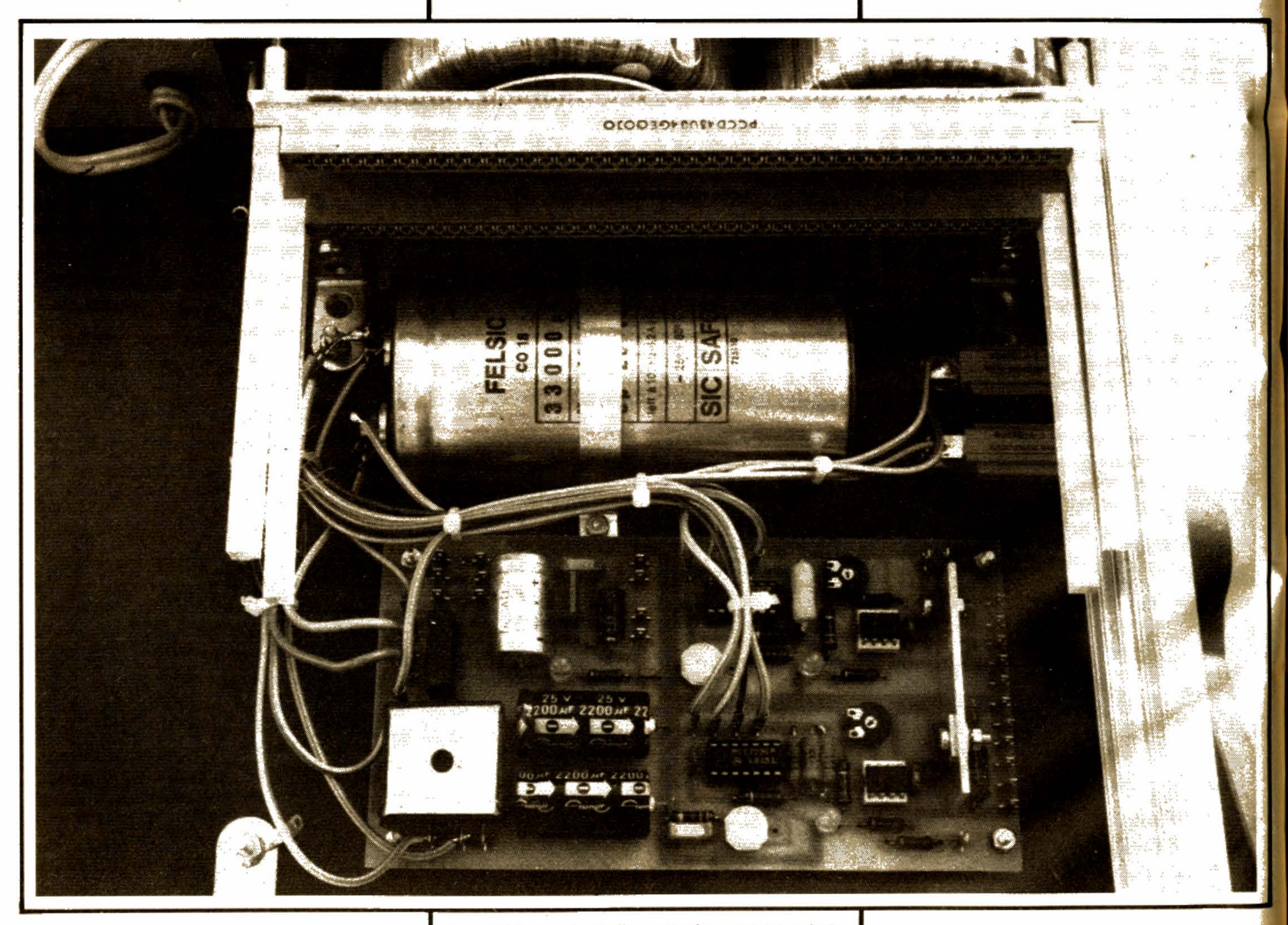
formez-la en demi-cercle sur le corps même du chimique. Coupez-la à une longueur telle que vous puissiez replier ses extrémités pour faire deux pattes de fixation qui seront vissées sur le fond du boîtier (une fois encore, les figures 5 et 6 du numéro de mars et les photos vous aideront). Fixez alors le chimique de telle façon qu'une des pattes de la bride soit à ras du circuit imprimé de bus. Les cosses du chimique doivent arriver à 15 mm en retrait environ de la verticale des guides cartes de gauche ; en effet les disjoncteurs thermiques sont fixés derrière ce condensateur et il faut donc leur laisser de la place.

Le circuit imprimé de l'alimentation peut alors être mis en place, les ponts de redressement étant orientés vers la gauche (côté cosses du chimique, donc). Vérifiez que vous pouvez monter la face avant sans que les interrupteurs et poussoirs ne viennent heurter l'alimentation. Eventuellement, jouez sur la hauteur des entretoises de fixation du circuit imprimé de l'alimentation pour résoudre un tel problème.

Procurez-vous de la tige filetée de 3 mm et coupez en deux longueurs telles qu'une fois vissées dans les entretoises filetées de maintien des guides cartes, elles dépassent de 5 mm environ de la face arrière du boîtier. Percez les trous pour leur passage dans cette même face arrière. Ces tiges filetées réalisent le maintien de la partie haute du circuit imprimé du bus, empêchant qu'il ne se déforme lors de l'insertion des cartes. La figure 6 de notre numéro de mars et les photos ci-jointes montrent très bien leur localisation.

Repérez, sur la face latérale droite du boîtier, l'emplacement se trouvant sous le profilé de maintien des deux demi-coquilles, et se trouvant en face de l'arrière du chimique. Nous allons y percer deux trous pour monter les disjoncteurs thermiques 3 et 5 A.

Pour percer ces trous, démontez tout ce que vous venez d'installer dans le boîtier et percez, dans l'emplacement que vous venez de repérer, deux trous ronds de 16 mm (pour les disjoncteurs de la référence donnée le mois dernier et disponibles chez Facim). Introduisez les disjoncteurs dans ces trous en les immobilisant par un point de colle (Cyanolit ou colle au néoprène), car l'épaisseur du boîtier Schroff est trop importante pour le système de fixation à ressort dont ils sont munis. Si vous n'avez pas encore ces disjoncteurs, percez tout de même ces trous de 16 mm dans lesquels vous serez à même de monter les disjoncteurs plus tard ; en effet, le perçage lorsque des éléments électroniques sont déjà dans le boîtier est très déconseillé. Attention ! Compte tenu de la taille de la collerette des disjoncteurs, les centres des trous doivent être distants de 20 mm au moins.



Le câblage de l'alimentation est terminé.

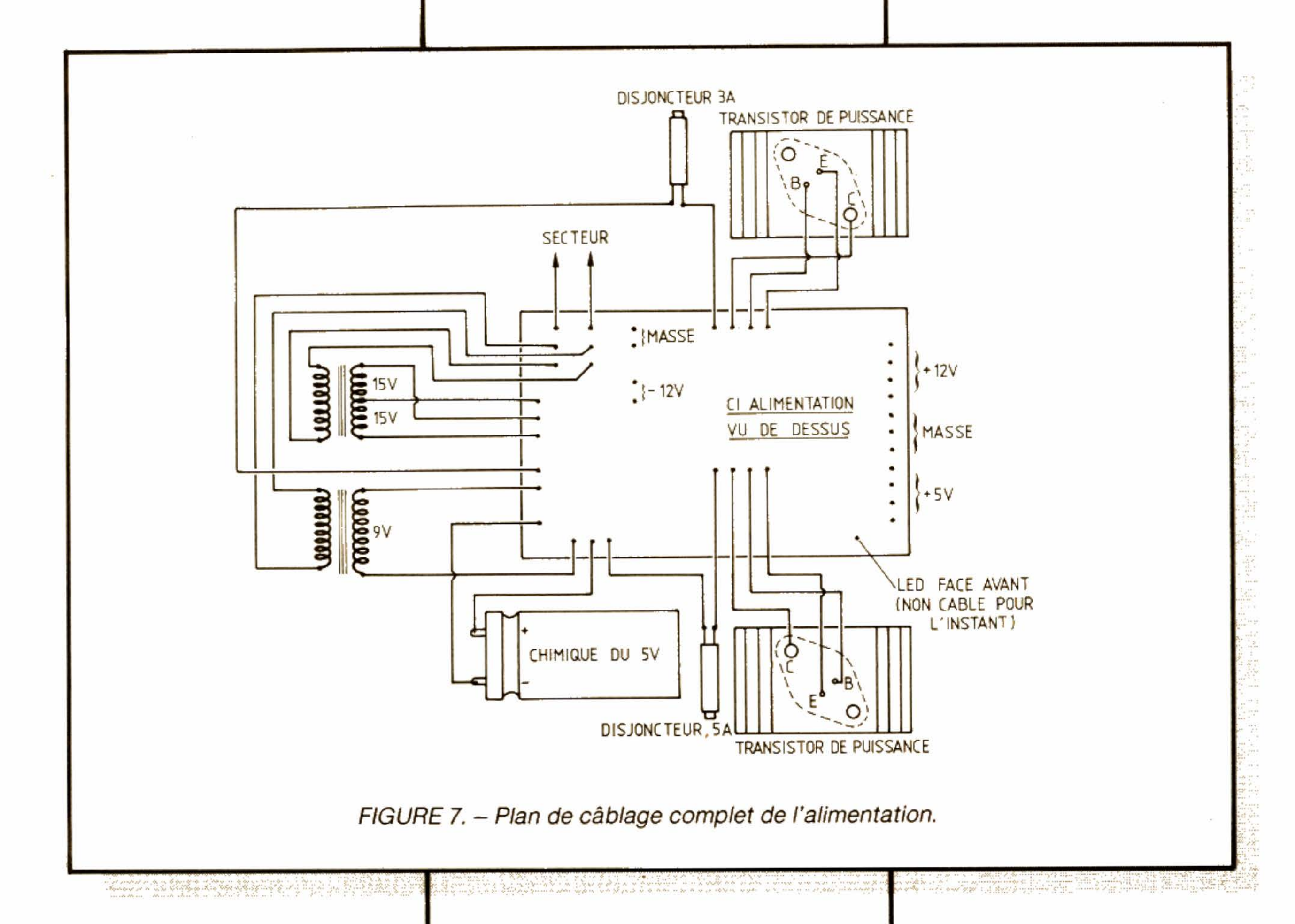


FIGURE 7. – Plan de câblage complet de l'alimentation.

Câblage de l'alimentation

Lorsque tous ces travaux mécaniques préparatoires sont terminés, il est possible de procéder au câblage de l'alimentation qui, même s'il n'est pas difficile, doit être fait avec beaucoup de soin.

Commencer par mettre en place les radiateurs des transistors de puissance dont vous ferez passer les fils dans les passe-fils adéquats. Immobilisez ensuite les transformateurs en serrant modérément leurs vis de fixation après avoir orienté leurs fils de sortie vers le fond du boîtier. Montez le circuit imprimé de bus, le chimique de filtrage du 5 V et le circuit imprimé de l'alimentation. Lorsque tous ces éléments sont en place, le câblage peut commencer.

Si vous ne possédez pas le brochage de vos transfos toriques, il faut commencer par le déterminer. Si ce sont des modèles ILP, le primaire est isolé en rose, un secondaire sort en jaune et rouge et l'autre en gris et bleu. Si vous n'êtes pas dans ce cas, commencez par repérer l'enroulement primaire qui est celui dont les fils de sortie sont les plus fins. Alimentez alors le transfo sur le 220 V et, au moyen d'un voltmètre, déterminez les fils correspondant aux deux secondaires. Pour le transfo 9 V, un seul des enroulements secondaires sera utilisé, les fils de l'enroulement non utilisé seront soigneusement isolés et laissés en attente. Pour le tranfo deux fois 15 V, il faut déterminer le mode de connexion correcte des secondaires ; pour cela et en utilisant la figure 6, connectez l'extrémité d'un enroulement à celle d'un autre et mesurez la tension totale obtenue ; si elle est de l'ordre de 30 V (en fait un peu plus car le transfo est à vide), les deux extrémités reliées ensemble formeront le point milieu du transfo. Si la tension mesurée est quasi nulle, le point milieu sera constitué par l'un des deux fils reliés ensemble connecté à l'autre extrémité de l'autre enroulement (voir fig. 6).

Pour vous faciliter le travail, nous avons établi un plan de câblage de l'alimentation que vous pouvez consulter figure 7. Nous vous recommandons de le suivre si vous n'avez pas une grande habitude de ce travail. Toutes les liaisons seront effectuées avec du fil souple isolé de 10 / 10 de millimètre.

Commencez par relier ensemble les primaires des transfos et, comme la face avant ne sera pas mise en place avant un moment, connectez-les au cordon secteur au moyen d'un domino qui sera bloqué en utilisant une des vis de fixation des prises de la face arrière. Câblez ensuite une des alimentations complètement, puis l'autre, cela vous évitera des erreurs, surtout si vous faites le câblage logiquement en allant des transformateurs vers la sortie. Attention au repérage des polarités du chimique du 5 V qui, s'il est connecté à l'envers, explose de façon spectaculaire, voire même dangereuse. Attention aussi au repérage des fils en provenance des transistors de puissance. En cas de doute, un coup d'ohmmètre vous sera utile.

Les disjoncteurs thermiques n'ont, eux, pas de sens de câblage, mais veillez à bien mettre le 5 A sur le 5 V et le 3 A sur le 12 V.

Lorsque ce travail est terminé, vérifiez-le très soigneusement car, si la mise sous tension ne présente aucun danger, une erreur peut avoir des conséquences funestes pour certains composants.

Enlevez les 3423 de leurs supports et mettez sous tension. Vérifiez alors que toutes les LED s'allument. Si ce n'est pas le cas, coupez immédiatement le courant et cherchez l'erreur. Attention à un piège classique : les disjoncteurs thermiques sont-ils bien enclenchés (partie blanche de leur bouton non visible) ?

Si les LED s'allument, vérifiez que vous avez bien – 12 V à + ou – 5 % près en sortie de l'alimentation – 12 V. Placez-vous alors sur la sortie + 12 V et ajustez le potentiomètre de 4,7 kΩ situé à côté du 723 de façon à lire 12 V. Faites de même pour l'alimentation 5 V.

Laissez le montage sous tension comme cela pendant quelques dizaines de minutes pour vérifier qu'aucun composant ne s'échauffe de façon anormale (les 723 et le 7912 peuvent tiédir, c'est normal).

Si tout s'est bien passé, débranchez votre alimentation du secteur, vous êtes prêt pour la suite des opérations que nous verrons le mois prochain.

Errata :

Sur la figure 8 de notre numéro de mars 1985, il manque le diamètre maximal du transfo torique qui est de 90 mm.

Sur la photo du circuit imprimé de l'alimentation publiée dans le numéro d'avril, le pont de redressement du 5 V n'est pas encore monté, contrairement à ce qu'indique la légende.

Conclusion

Le mois prochain, nous poursuivrons cette réalisation avec la mise en charge de longue durée de l'alimentation afin de nous assurer de sa bonne tenue dans le temps. Nous ajusterons les courants de court-circuit et la circuiterie anti-surtension et nous commencerons la présentation du schéma de la monocarte.

C. TAVERNIER

Logiciel pour TAV 85 et pour le micro-ordinateur précédent

Avant toute autre chose, nous informons les réalisateurs de « l'ancien » micro-ordinateur que GESFICHE et REPAR sont enfin disponibles après quelques délais de mise au point. D'autre part, afin d'assurer un meilleur service et, surtout, de proposer un catalogue de logiciel mieux fourni tant pour TAV 85 que pour le précédent ordinateur, nous avons pris contact avec une société qui va se charger de diffuser tout le logiciel existant et à venir pour ces deux systèmes. Toutes informations à ce sujet vous seront données dans un prochain numéro du *Haut-Parleur* mais, d'ores et déjà, nous invitons tous les créateurs de logiciel pour l'ancien micro-ordinateur ou tous ceux qui souhaitent développer du logiciel pour TAV 85 à prendre contact avec l'auteur de ces lignes pour obtenir plus de précisions à ce sujet. Pour cela, adressez-lui (par l'intermédiaire du journal ou directement à son adresse personnelle si vous la connaissez) une courte lettre expliquant ce que vous avez fait ou ce que vous aimeriez faire, un courrier personnel très complet vous sera adressé en retour.

BLOC-NOTES

ORGANISATEURS SATISFAITS

Du 10 au 17 mars 1985, la semaine française de la Communication audiovisuelle a regroupé, au CNIT, le festival international Son et Image vidéo, la rue des Ecoles, Parigraph'85, Télécâble Citécom 85, FM 85, le salon de la vidéo et un colloque scientifique et technique sur l'avenir de l'enregistrement et de la reproduction des images et du son.

Cette association de manifestations complémentaires s'était donné pour but de sensibiliser l'opinion aux nouvelles formes de la communication audiovisuelle (câble, télédiffusion, images de synthèse et toutes les nouveautés en matière audio et vidéo...).

Le public a accueilli très favorablement cette initiative : les différentes manifestations associées ont globalement enregistré près de 210 000 entrées, dont 62 500 visiteurs professionnels et 30 000 jeunes en âge scolaire ou universitaire.

Par ailleurs, les deux chaînes expérimentales de télévision « National 5 » et « Canal Espace » produites, durant la semaine, à partir du CNIT-La Défense, et diffusées par le satellite Télécom 1 sur dix villes câblées (50 000 foyers) ont été très suivies par les téléspectateurs concernés ; ainsi « Canal Espace », la chaîne interactive, a suscité plus de 20 000 appels téléphoniques ou télématiques par minitel.

De leur côté, les médias, accueillis dans un centre de presse ultra-moderne mis à leur disposition par le carrefour international de la Communication, ont réagi de manière extrêmement positive : 1 600 journalistes (dont 10 % d'étrangers) ont visité les différents niveaux du CNIT. Des visioconférences, transmises par satellite entre le CNIT et les Etats-Unis, ont permis à la presse de dialoguer avec des représentants de l'ONU et des responsables d'associations de télévisions locales hertziennes ou câblées.

De nombreuses personnalités, en dépit des élections cantonales, ont aussi tenu à témoigner, par leur présence, de l'intérêt porté à l'audiovisuel par le gouvernement, les pouvoirs publics, le parlement et les collectivités locales.

Commentant ces résultats, M. Jacques Rigaud, président de la semaine française de la Communication audiovisuelle, a souligné que le mérite de cette réussite revenait à l'étroite et confiante coopération qui s'est instaurée, au sein de la Semaine, entre les différents organismes publics et privés concernés, notamment la Haute autorité de la communication audiovisuelle, la mission interministérielle pour le développement de la Télédistribution par câble, la DGT, TDF, les sociétés de programmes, le carrefour international de la Communication, les organisations professionnelles de patronage et les organisations des différentes manifestations associées.

Renseignements : Semaine française de la Communication audiovisuelle, 11, rue Hamelin, 75783 Paris Cedex 16.

NOUVELLES DU JAPON

Sony fait les comptes du Vidéo 8 mm, et tout le monde s'acharne à trouver à ce nouvel enregistreur de multiples applications. Mais déjà la firme de A. Morita a d'autres vues sur la micro.

Chez Sony, on se frotte les mains. D'après une enquête réalisée auprès d'un millier d'acheteurs de caméscopes Vidéo 8 mm, 30 % de ceux-ci n'avaient jamais possédé de magnétoscope. 30 % de nouveaux clients, c'est beaucoup, surtout que les experts de M. Morita n'escomptaient que 10 à 15 % d'accroissement du marché. En réalité, beaucoup de ces « nouveaux clients » avaient l'intention d'acheter un magnétoscope 1/2 pouce (VHS ou Beta), mais ils ont changé d'avis lorsque le Vidéo 8 mm a été commercialisé. Quant aux autres acquéreurs du Vidéo 8 mm, ils possédaient déjà un VHS (31 %) ou un Betamax (28 %), voire les deux (11 %). Si l'on considère les parts de marché des deux systèmes 1/2 pouce, c'est évidemment le Betaformat qui va le plus souffrir de l'apparition du Vidéo 8 mm. On ne peut pas gagner sur tous les tableaux.

Pour tous ceux qui ont vu fonctionner le Vidéo 8 mm au Festival du son et de l'image vidéo, et ont donc pu juger de son excellente qualité d'image, l'engouement des Japonais pour ce nouveau magnétoscope n'est pas une surprise (*), ni le nombre des constructeurs nippons qui se sont ralliés à Sony et Pioneer. Le dernier en date n'est autre que le grand de la photo, Olympus.

La marque, qui vend déjà des VHS Movies construits par Matsushita et considère ceux-ci comme trop encombrants pour avoir un réel succès auprès d'une large catégorie du public, s'est donc décidée pour le Vidéo 8 mm. Les caméscopes Vidéo 8 mm d'Olympus seront certainement sous-traités dans un premier temps chez Sony, Pioneer ou Matsushita, mais Olympus annonce déjà ses deux modèles. L'un d'eux sera bon marché et facile à utiliser, donc équipé d'une mise au point « autofocus » et d'une balance des blancs également automatique. Le second, destiné aux amateurs éclairés, possédera des optiques interchangeables et de nombreux autres perfectionnements.

Deux cassettes pour le PCM

Pioneer propose la standardisation de l'enregistrement audionumérique grand public sur la cassette Vidéo 8 mm. D'autres constructeurs sont déjà d'accord, et des enregistreurs de ce type devraient être commercialisés au Japon avant l'automne. Pour Pioneer, c'est évidemment un atout supplémentaire pour imposer le Vidéo 8 mm.

Dans l'utilisation de la cassette Vidéo 8 mm pour l'enregistrement PCM, toutes les pistes vidéo sont utilisées. On obtient donc six pistes ou douze canaux, d'où une durée d'enregistrement numérique de 12 heures sur une cassette vidéo de 2 heures. Il semble qu'il soit très facile d'adapter les caméscopes Vidéo 8 mm pour en faire, en plus, de tels enregistreurs numériques (les enregistreurs numériques, à base de Vidéo 8 mm, que nous avons vus au Festival du son et de l'image vidéo n'utilisaient que deux canaux pour l'enregistrement audio).

Ces enregistreurs compatibles Vidéo 8 mm/audio PCM seront des adversaires très sérieux pour l'autre « standard » PCM grand public, DAT (Digital Audio Tape) qui utilise une cassette audio classique, et propose donc une durée d'enregistrement beaucoup plus courte.

View, c'est nouveau, c'est Sony (**)

La fièvre du Macintosh va également atteindre les Japonais. Apple Computer vient en effet d'introduire une version « kana » de son fameux micro-ordinateur. Ainsi peut-on voir fonctionner MacWrite et MacPaint avec des caractères japonais. Mais le marché nippon de l'ordinateur domestique est bien occupé par les quatorze fabricants locaux de micro-ordinateurs MSX. 600 000 Japonais se sont laissés tenter par un appareil de ce « standard ». Aussi les nouveaux modèles sont-ils de plus en plus sophistiqués. Témoin le Matsushita CF-3300 qui possède un clavier numérique séparé et un lecteur de disquette incorporé (disquette double face d'une capacité de 720 Ko formatée).

Autre nouveauté dans le domaine de la micro-informatique, VIEW de Sony (Visual Information Enhanced Workstation), qui est une parfaite illustration de la possible fusion audio/vidéo/micro.

Le système VIEW rassemble un ordinateur personnel 16 bits, un lecteur de vidéodisque à laser et un lecteur de disque 3 pouces 1/2.

Les vidéodisques seront pressés « sur mesure » pour l'utilisateur. Chaque disque peut contenir 30 minutes d'images animées, ou 54 000 images fixes, ou 15 heures d'enregistrement audionumérique, ou un volume égal à 300 disquettes 3 pouces 1/2.

De quoi se constituer une bonne banque de données.

Pierre LABËY

(*) La mauvaise surprise est pour nous, pauvres Français, qui n'aurons droit qu'au Vidéo 8 mm de Sony, en version Pal, un convertisseur Pal/Secam additionnel nous permettant de visionner les images en couleurs sur nos téléviseurs si « uniques ». Merci mon Général !

(**) Je n'y peux rien si une bonne moitié des nouveautés intéressantes de ces derniers mois proviennent de chez le même constructeur.

LES CIRCUITS FONDAMENTAUX DE L'ELECTRONIQUE :

LES OSCILLATEURS

L'OSCILLATEUR EN PONT DE WIEN

Après l'oscillateur RC à déphasage ou « phase-shift » (n° 1715 d'avril), nous abordons ce mois l'oscillateur à réseau déphaseur sélectif, encore appelé oscillateur en pont de Wien par suite d'une certaine similitude existant avec la composition des bras du pont de mesures désigné par le même nom (Wilhelm Wien – 1864-1928 –, Prix Nobel 1911, physicien allemand, étudia l'action des champs électrique et magnétique sur les rayons positifs ; en appliquant les principes de la thermodynamique et la loi de Döppler, suite à son compatriote Stefan, il indiqua comment passer de la répartition spectrale du rayonnement du corps noir, à une température donnée, à celle obtenue à une autre température). L'analogie de circuit entre le pont et l'oscillateur apparaît nettement figure 1, avec les quatre bras du pont R_1, R_2, Z_s et Z_p.

Nous voyons sur cette figure 1 (circuit de gauche) deux boucles de réaction :

- une boucle de réaction positive, qui comprend les impédances Z_s et Z_p dont les valeurs fixent la fréquence de l'oscillation ;
- une boucle de réaction négative (ou contre-réaction) avec les résistances R_1 et R_2, lesquelles agissent par leur rapport sur l'amplitude de l'oscillation.

Représentons le schéma de la figure 1A suivant celui de la figure 2, qui tient compte de la résistance d'entrée de l'amplificateur R_e et de sa résistance de sortie R_i.

En ce qui concerne la réaction positive, qui met en jeu Z_s et Z_p, elle est du type tension série. Calculons $T = \beta G_o$, fonction de transfert en boucle ouverte avec $G_o = V_s/V_e$, et pour cela calculons d'abord β :

$\beta = \frac{V_R}{V_s}$ en ouvrant la boucle en B.

Le schéma équivalent devient celui de la figure 3 qui tient compte de R_i et R_e incluses la première dans Z_s et la seconde dans Z_p.

En posant :

$Z'_s = Z_s + R_i$, avec $Z_s = R_s + \frac{1}{jC_s\omega}$

et :

$\frac{1}{Y'_p}\quad Z'_p = Z_p + R_e$, avec $\frac{1}{Z_p} = \frac{1}{R_p} + jC_p\omega = Y_p$

il vient :

$$\beta = \frac{V_R}{V_s} = -\frac{1}{1 + Y'_p Z'_s}$$

$$= -\frac{1}{1 + \left(R_i + R_s + \frac{1}{jC_s\omega}\right)\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e} + jC_p\omega\right)}$$

d'où $T = \beta . G_o$

$$= -\frac{G_o}{1 + \left(R_i + R_s + \frac{1}{JC_s\omega}\right)\left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e} + jC_p\omega\right)} \qquad (1)$$

Pour qu'il y ait oscillation, il faut (condition d'accrochage de l'oscillateur ou encore condition limite d'entretien des oscillations) que :

$$T = -1$$

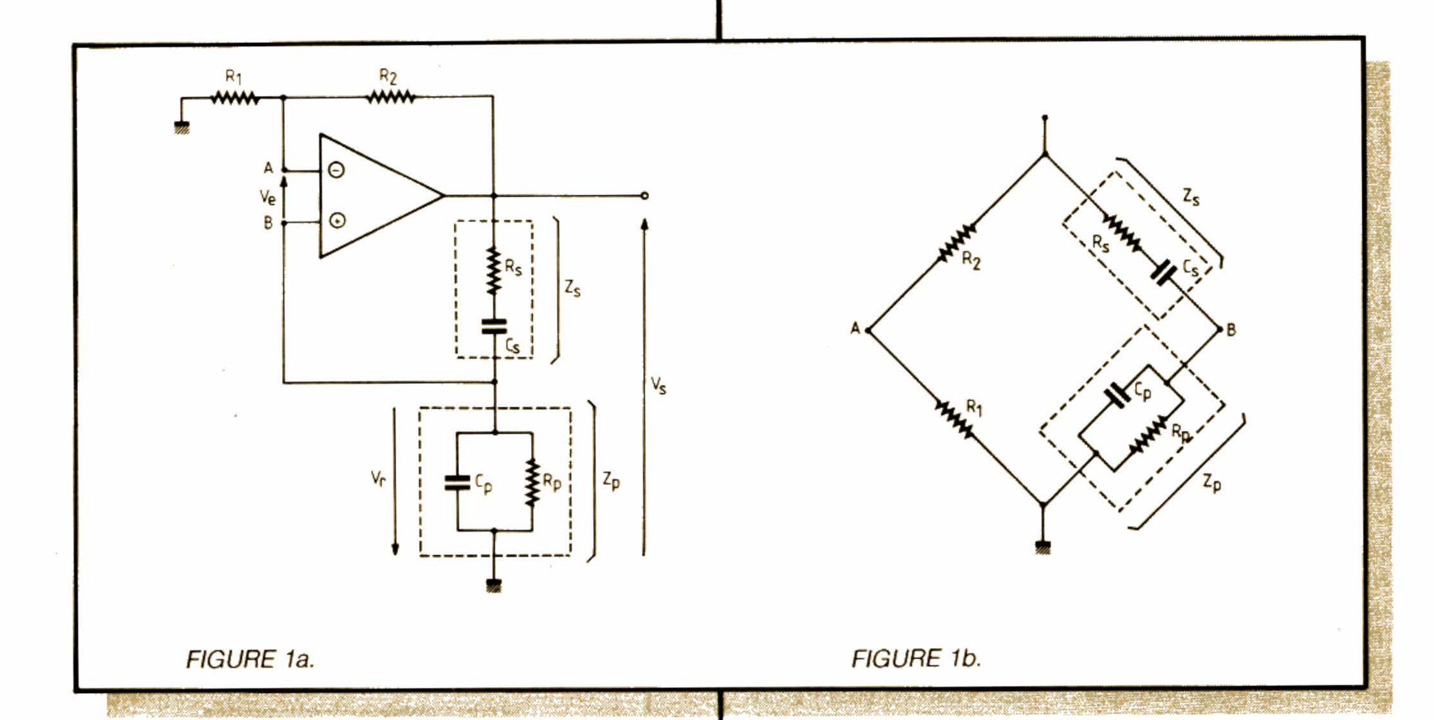


FIGURE 1a. FIGURE 1b.

Pour que cette relation soit satisfaite, il faut, avec l'hypothèse que G_o est un nombre réel, que la partie imaginaire de (1) soit nulle, ce qui fixe la fréquence des oscillations :

$$\omega_o^2 = \frac{1}{(R_i + R_s) . C_p . C_s} \cdot \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e}\right) \quad (2)$$

et que la partie réelle de (1) soit égale à – 1 pour la fréquence déterminée par (2), soit :

$$G_o = 1 + (R_i + R_s) \quad . \quad \left(\frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_e}\right) + \frac{C_p}{C_s} \quad (3)$$

Ces conditions se simplifient si l'amplificateur a une très grande impédance d'entrée ($R_e \simeq \infty$) et une impédance de sortie nulle ($R_i = 0$). Il vient alors pour (2) et (3) :

$$\omega^2 = \frac{1}{R_s . R_p . C_p . C_s} \quad (2')$$

et :

$$G_o = 1 + \frac{R_s}{R_p} + \frac{C_p}{C_s} \quad (3')$$

Au cas où $R_s = R_p = R$ et $C_p = C_s = C$, les relations (2') et (3') se simplifient encore pour donner :

$\omega = 1/RC$ et $G_o = 3$ (2'')
(soit $2R_1 = R_2$ pour que cette condition soit réalisée)

Pratiquement, pour obtenir de la boucle de contre-réaction (R_1, R_2) le gain nécessaire défini par les relations (2), (2') ou

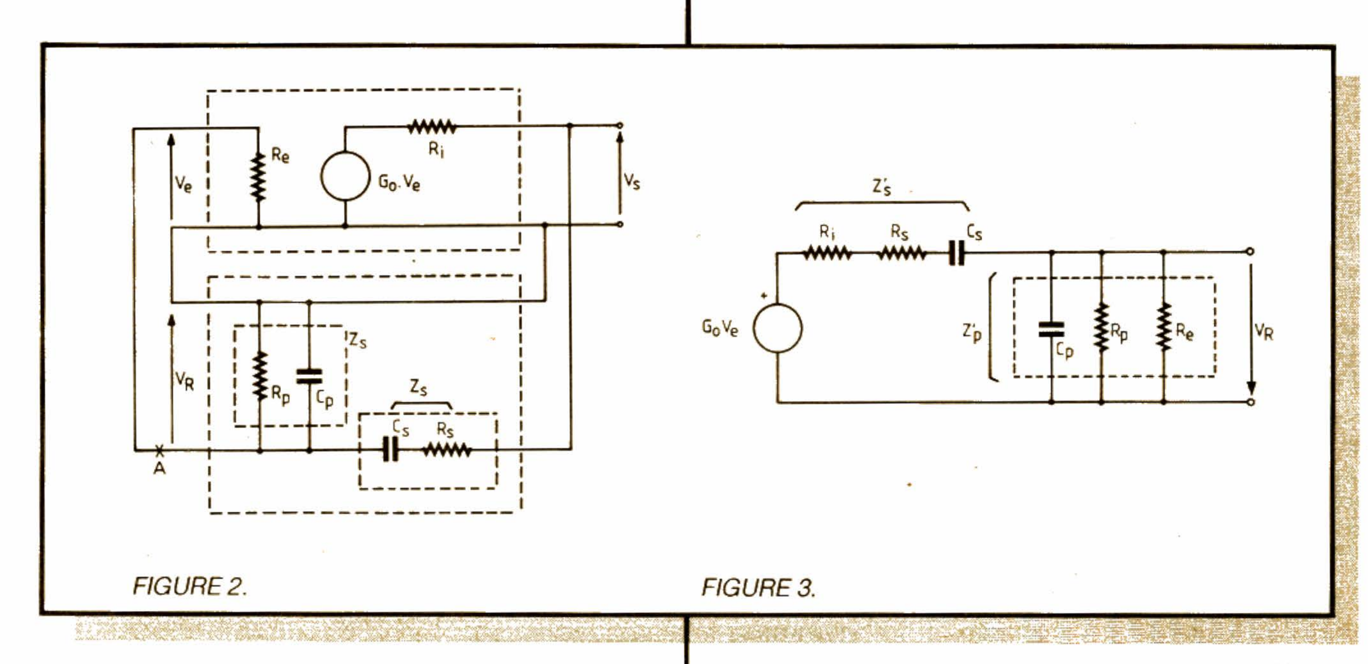


FIGURE 2. FIGURE 3.

(2''), une des résistances est rendue ajustable pour permettre un réglage du rapport R_2/R_1.

En fait, pour que l'oscillation puisse prendre naissance, on prendra R_2/R_1 légèrement supérieur à la valeur que donne le calcul.

Une variation continue de la fréquence pourra être obtenue par deux capacités variables $C_s = C_p = C$ à air, alors qu'un changement de gammes de fréquence est possible en commutant diverses valeurs de résistances – dans l'hypothèse précédente – respectant l'égalité $R_s = R_p = R$.

Pour stabiliser l'amplitude de la tension de sortie contre les fluctuations dues, par exemple, au vieillissement des composants actifs et passifs, une amélioration consistera à remplacer R_1 par une résistance CTP (résistance à coefficient de température positif). L'amplitude de l'oscillation augmente tant que le gain de boucle $|\beta G_o|$ est supérieur à l'unité. Si la tension de sortie V_s augmente, et ce quelle qu'en soit la raison, le courant dans R_1, (CTP) croît et G_o diminue. Le mécanisme de la régulation qu'apporte la CTP consiste à automatiquement faire varier βG_o de façon à garder le gain de boucle plus constant en fonction des circonstances. La température de R_1 est fixée par la valeur RMS du courant qui la traverse et, si cette valeur change, la température, à cause de l'inertie thermique de la CTP, sera stabilisée au bout d'un grand nombre d'alternances alors que, au cours d'une seule de ces alternances, R_1 peut être considérée comme fixe ; en conséquence, pour toute oscillation d'amplitude constante, la CTP se comportera comme une résistance conventionnelle.

Une résistance à coefficient de température négatif (CTN) peut être aussi employée mais, dans ce cas, on la mettra plutôt à la place de R_2.

Une autre possibilité pour stabiliser l'amplitude de V_s consiste à faire appel à deux diodes Zener initialement non conductrices (fig. 4) avec un gain de boucle légèrement supérieur à 1. Comme ce gain est supérieur à l'unité, l'amplitude des oscillations croît jusqu'à ce que leur amplitude atteigne la tension de Zener. A ce moment, l'action de la résistance 6R' qui vient en dérivation sur 0,8 R et 2R' réduit le gain et limite l'amplitude de la tension de sortie à une valeur proche de la tension de Zener. La distorsion avec le montage précédent peut ne pas dépasser 0,5 %.

La figure 5 donne un autre exemple de montage économique de par le nombre de composants utilisés. Le potentiomètre P_1 est ajusté pour une valeur telle qu'elle soit juste à celle où les oscillations sont d'amplitude constante. Les diodes commencent à conduire quand cette amplitude croît, ce qui diminue leur impédance et augmente la contre-réaction : en conséquence, le gain diminue et, avec lui, la tension de sortie. Ce circuit ayant une impédance de sortie élevée, toute charge plus faible changera la valeur de l'amplitude. Les réglages devront donc être effectués sur charge, fixe, à moins d'interposer un étage séparateur tampon entre sortie et utilisation. D'autres exemples pratiques pourront être trouvés dans la bibliographie et, en particulier, dans l'ouvrage de R. Dugehault.

C. PANNEL

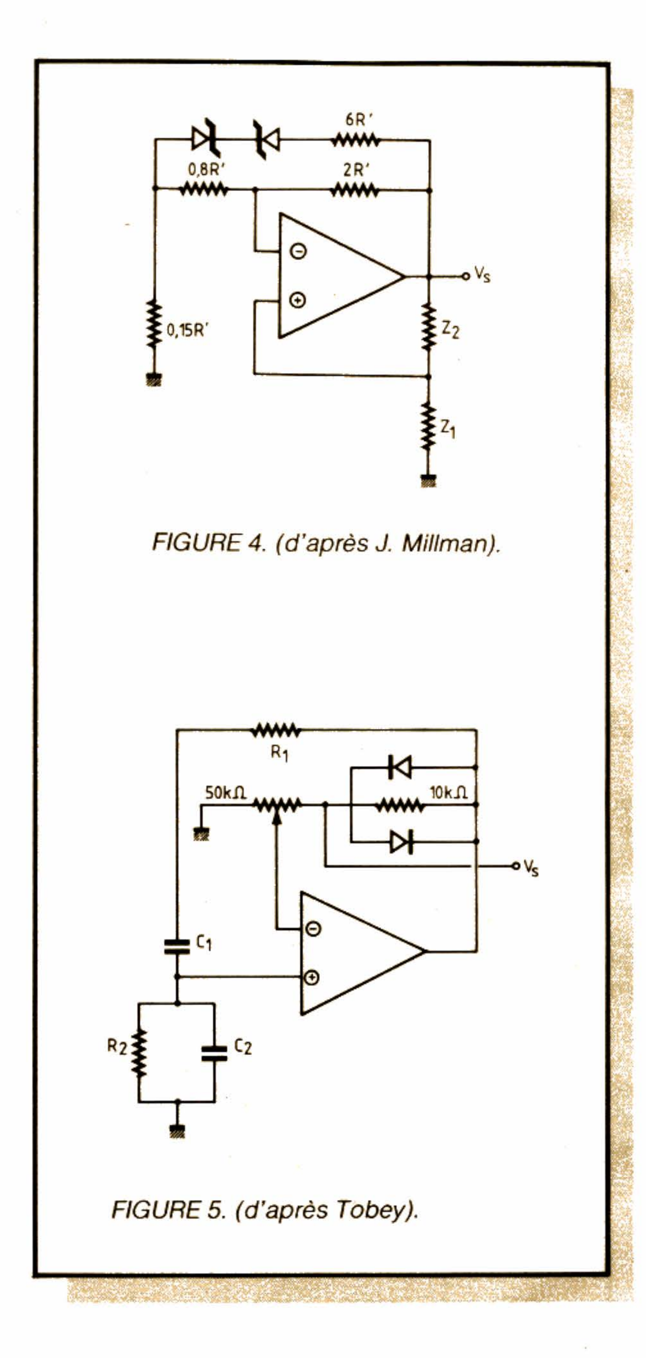


FIGURE 4. (d'après J. Millman).

FIGURE 5. (d'après Tobey).

Bibliographie

- R. Dugehault : « Applications pratiques de l'amplificateur opérationnel ». 3e édition. ETSF. 1978.
- Tobey, Graeme, Huelsman : « Operational amplifiers ». McGraw Hill. 1971.
- J. Millman : « Microelectronics ». McGraw Hill. 1979.
- A. Pelat : « Pratique de l'amplificateur opérationnel », tome II. Masson. 1983.

EMETTEUR DE TELEVISION AMATEUR SYNTHETISE 438,5 MHz/1255 MHz

Le trafic des radioamateurs est assez bien connu (?) dans le domaine des ondes courtes : les bandes décamétriques par exemple, mais certainement bien moins en ce qui concerne le trafic radiotélétype (RTTY), celui par satellites et dans le secteur de l'émission de télévision amateur (TVA). Ce domaine est pourtant très riche en investigations : les radioamateurs s'y intéressaient déjà en 1925 comme en témoigne la revue américaine QST, mais pour ne prendre véritablement son essor qu'après 1944. D'excellentes descriptions ont été faites sur ce sujet par F3YX ou F5AD pour ne citer que les plus connus. Dans ces montages d'émetteurs, la source est un quartz dont on multiplie la fréquence afin de produire la fréquence désirée. Nous allons proposer dans cet article une autre façon de procéder qui nous paraît à la fois beaucoup plus simple quant à la mise au point et génératrice d'une onde débarrassée de tous risques d'harmoniques indésirables.

Le montage est prévu pour 438,5 MHz mais nous verrons qu'il s'adapte immédiatement au 1 255 MHz ou sur toute autre fréquence. Il fait appel, par ailleurs, à une technique moderne : la synthèse de fréquence.

Ayant adopté une fréquence de comparaison à 570 kHz, la pureté est bien sûr excellente ! Cette platine pourrait également servir d'émetteur ou de balise UHF en 432 MHz ou 1 300 MHz.

Constitution d'un émetteur

Un émetteur de télévision peut se scinder en trois parties principales :

– La source d'émission (c'est cette section que nous développerons ici) qui génère la porteuse sur la fréquence désirée : 438,5 MHz ou 1 255 MHz par exemple.

– L'étage modulateur sur lequel viendra se connecter la caméra, la régie vidéo ou plus simplement un micro-ordinateur.

– Un amplificateur linéaire qui donnera le niveau H.F. désiré. Certains auteurs ont utilisé un amplificateur hybride (non linéaire) en modulant sur la patte d'alimentation du driver.

Générateur de porteuse

Plusieurs solutions, plus ou moins satisfaisantes, permettent de résoudre cette question :

1° L'oscillateur libre.
2° L'oscillateur à quartz.
3° Le pilote synthétisé.

1° L'oscillateur libre

Nous ne le citons que pour mémoire car il n'autorise pas une grande stabilité en fréquence si l'on ne pratique pas une sévère régulation (thermique en particulier) pour vaincre les dérives de toutes sortes à ces très hautes fréquences (VHF/UHF).

Il est à noter que ce type d'oscillateur, avec la fréquence d'oscillation ajustée par une diode varicap, est très employé sur les récepteurs de télévision en tant qu'oscillateur local.

Pour un émetteur, ce système ne pourrait exister qu'avec un contrôle au fréquencemètre et ajustement fin par varicap, mais nous verrons plus loin qu'il y a mieux !

Avantages : sortie directe sur la fréquence de travail, facilité de calage sur n'importe quelle fréquence, pureté de spectre.

Inconvénient : forte dérive en fréquence.

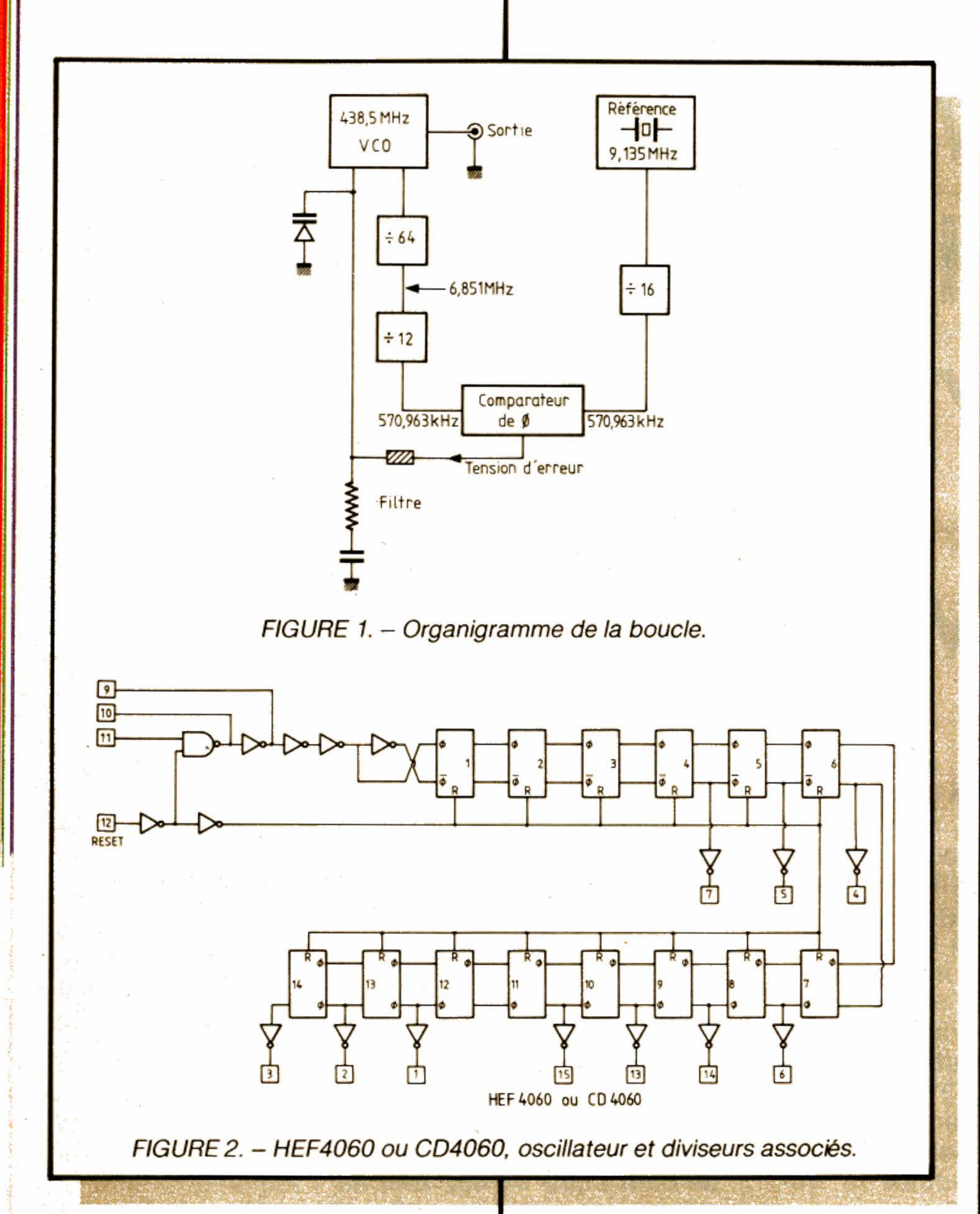


FIGURE 1. – Organigramme de la boucle.

FIGURE 2. – HEF4060 ou CD4060, oscillateur et diviseurs associés.

2° L'oscillateur à quartz

Il procède de façon différente dans la mesure où l'oscillation dépend de la vibration d'un quartz dont la fondamentale n'excède habituellement pas 20 MHz environ. En overtone 5, cela donne 100 MHz.

On utilise donc la multiplication de fréquence et, pour avoir 400 MHz, nous ferons 100 × 2 × 2 avec le risque d'harmoniques sur 2 F, 3 F ou plus haut que 5 F.

Les étages de multiplication sont nombreux si l'on dépasse le gigahertz : les réglages deviennent critiques rapidement (sans analyseur de spectre), et les niveaux faibles en sortie.

Avantage : grande stabilité.

Inconvénients : difficultés d'alignement sur les harmoniques hautes et risques de faux accords ; faible niveau de sortie après multiplications.

3° Pilote synthétisé

Il allie les deux principes que nous venons de voir, à la fois : l'oscillateur libre à rattrapage par varicap par son VCO (Variable Controled Oscillator) et du pilotage à quartz par sa référence Cristal.

La sortie sera donc directement sur la fréquence utile : 438,5 MHz ici, avec la pureté de spectre correspondante (pas d'harmoniques sur les fréquences plus basses en particulier). La stabilité sera celle du quartz utilisé comme référence.

Nous verrons au cours de la réalisation pratique que le réglage est extrêmement rapide et qu'il peut s'effectuer avec seulement un voltmètre sur le calibre continu 15 V. Les précautions habituelles en VHF sont à tenir évidemment comme dans les autres types de montage, mais la réalisation et la mise au point s'en trouvent grandement simplifiées.

Principe de fonctionnement d'un émetteur à verrouillage de phase

Vu sous l'angle descriptif, le principe de la boucle à verrouillage de phase peut être facilement compris.

Nous partons d'une fréquence quartz de 9,135 MHz. Elle sera divisée par 16 par des bascules intégrées dans un boîtier en technologie MOS. Cela nous donne en sortie de compteurs 570,963 kHz.

Supposons que nous ayons construit par ailleurs un VCO (ou oscillateur contrôlé en tension) travaillant aux alentours de 440 MHz. Avec un prédiviseur UHF divisant par 64 puis un autre divisant par 12, nous obtiendrons un rapport final de 768 (64 × 12).

Cela nous donne
440 MHz : 768 = 572 kHz,
valeur très proche de la première, obtenue à partir du quartz 9 MHz.

Si nous bouclons ces deux sorties aux bornes d'un comparateur du type CD4046, un asservissement pourra avoir lieu dans certaines conditions au moyen d'une tension appliquée sur la diode varicap du VCO (fig. 1).

En pratique, il suffira d'agir sur un condensateur ajustable de l'oscillateur commandé en tension (VCO) pour provoquer la « capture » et le verrouillage : celui-ci se manifeste par une modification de la tension en sortie de comparateur et mesurable avec un simple voltmètre.

Voyons-en les éléments :

1° La référence à quartz

Dans notre cas, elle est constituée par un oscillateur en boîtier C-MOS ou mieux LOC-MOS, genre HEF4060. Les performances en fréquence étant bien meilleures pour la série HEF. La version CD4060 est tout à fait utilisable, mais il

ne faut en aucun cas fonctionner avec une tension d'alimentation inférieure à 12 V pour assurer l'oscillation à 9 MHz du quartz de référence, en toute sécurité.

Très peu de composants périphériques autour de la porte NAND intégrée : une résistance de 1 MΩ, deux condensateurs de 10 pF et, bien sûr, le quartz de 9,135 MHz. Il s'agit en fait d'un 27,405 MHz de la bande C.B. La fréquence pourrait être fignolée par un condensateur ajustable de 3/30 pF... 14 diviseurs en cascade sont intégrés dans la puce, ce qui nous permet de nombreuses combinaisons de fonctionnement. On peut comprendre, d'après le principe de fonctionnement de la boucle que nous avons explicité plus haut, que la fréquence de comparaison pourra se faire à plusieurs niveaux : 570 kHz, 285 kHz, 142 kHz... mais pour des raisons de pureté de l'onde (facilités de filtrage des résiduelles de référence), il est nettement préférable d'opérer à une fréquence haute compatible avec les caractéristiques du comparateur : c'est ce qui a motivé notre choix du 570,967 kHz.

La division est de $2^4 = 16$.
9,135/16 = 570,967 kHz. C'est ce que nous obtenons en sortie 7 du boîtier HEF 4060 (ou CD4060) et qui sera appliqué à la broche 14 du comparateur CD4046 (fig. 2).

2° Le V.C.O.

C'est l'oscillateur de notre émetteur de télévision qui va produire directement la fréquence de travail. Les types d'oscillateurs sont relativement nombreux mais, à ces fréquences déjà hautes, il convient d'utiliser un montage fonctionnant à coup sûr avec un transistor aux performances excellentes en UHF : nous utiliserons donc un BFR 91 avec une fréquence de coupure aux environs de 2 GHz.

Pour des raisons de stabilité et de grande pureté de l'onde émise, mais également pour des considérations de facilité de réalisation, nous avons adopté un circuit comportant non pas une bobine mais un morceau de câble coaxial. Celui-ci a sa gaine ramenée à la masse du circuit imprimé aux deux extrémités. L'âme est également à la masse sur l'un des côtés. Les liaisons sont évidemment les plus courtes possible et les longueurs des pattes des divers composants sont ramenées à leur plus simple valeur : pratiquer la technique du chemin le plus court ! (voir fig. 3).

FIGURE 3. – VCO et ligne coaxiale.

FIGURE 4.

3° Le prédiviseur UHF

Elément essentiel du circuit : le SDA2101 dont les vertus sont nombreuses au niveau :
– de la fréquence maximale de fonctionnement (1,2 GHz mini),
– de la sensibilité : 50 mV environ,
– du prix (aux alentours de 40 F).

En examinant le montage, on s'aperçoit qu'il est suivi d'un CD4024 en technologie C-MOS alimenté sous 12 V. Afin de rendre le fonctionnement compatible TTL/MOS nous avons ajouté un transistor translateur de niveau. Ce pourra être un 2N918 (relier dans ce cas la patte 4 à la masse), un 2N2369. Un habituel BC109C pourrait également convenir selon vos sources d'approvisionnement personnel.

Le SDA2101 divise par 64. Nous avons vu que pour approcher le plus possible la valeur de 570 kHz, il fallait procéder à une seconde division par 12.

Cela n'est pas possible en cascadant des diviseurs par deux : tant pis ! Nous avons donc « programmé » un CD4024 par deux diodes : il est en effet possible d'utiliser l'entrée RESET pour réinitialiser les compteurs, sachant que cette action s'effectue chaque fois que cette borne est au niveau « 1 » logique. Les compteurs avancent d'une unité sur la transition négative de chaque impulsion d'horloge et, par l'intermédiaire de la résistance de 10 kΩ, les deux diodes 1N4148 conduisent sur les niveaux bas des sorties Q_3/Q_4, d'où un « 0 » logique sur Reset (broche 2).

Au contraire, un « 1 » est produit lorsque les deux sorties (Q_3 et Q_4) sont au niveau haut, d'où remise à zéro des compteurs. C.Q.F.D... (fig. 4).

Dans tous les cas, la sortie s'effectue sur la broche 6 du CD4024 pour entrer en 3 du comparateur de phase CD4046.

On notera que la sensibilité du SDA2101 est telle que le couplage de l'entrée se fait par la capacité résiduelle

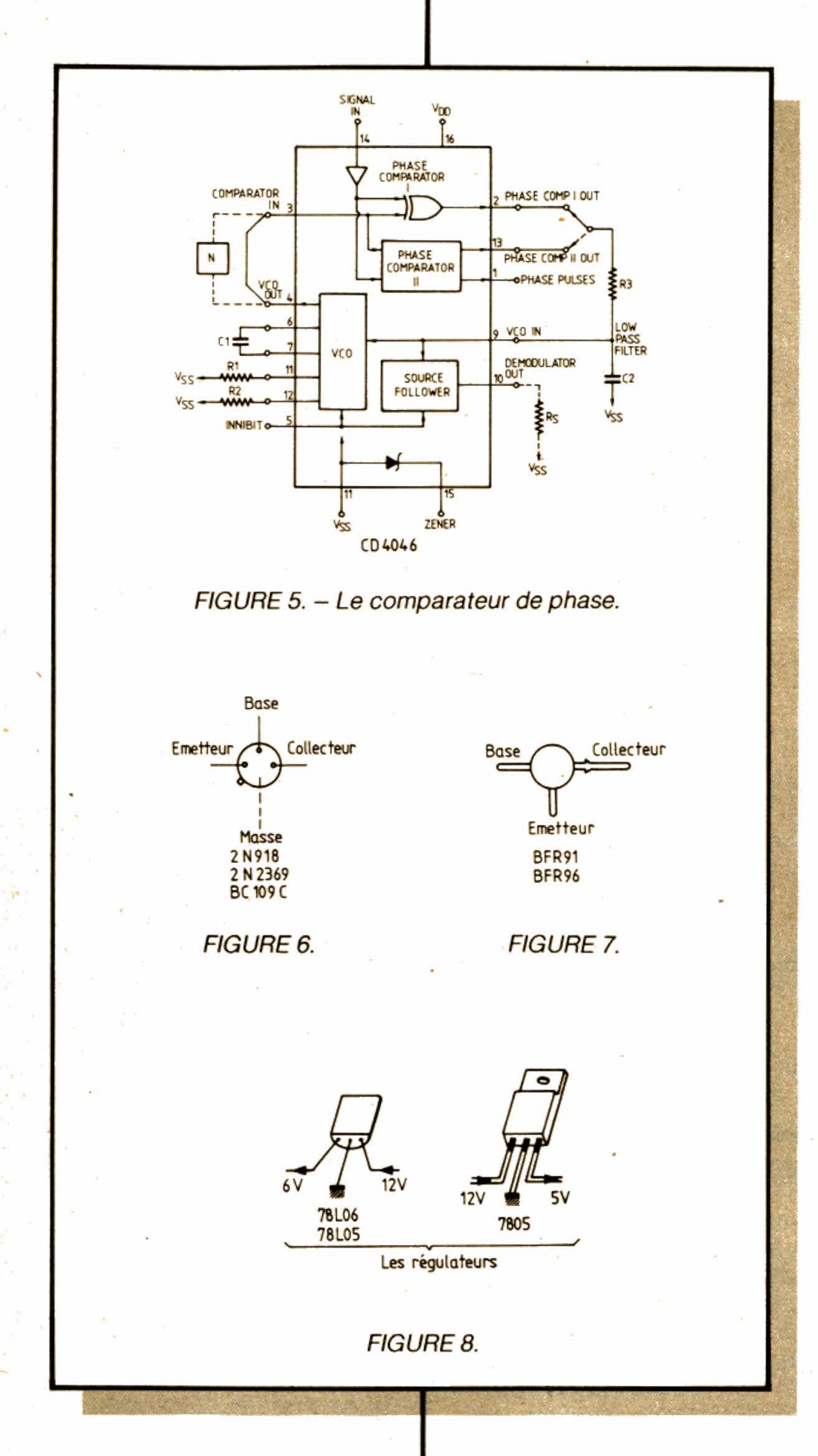


FIGURE 5. – Le comparateur de phase.

FIGURE 6.

FIGURE 7.

FIGURE 8.

entre les deux faces du circuit imprimé : ce qui d'ailleurs diminue d'autant la charge du prédiviseur sur le VCO, notion importante pour la pureté d'un oscillateur.

4° Le comparateur de phase

Il est constitué par un CD4046 dont nous n'utiliserons qu'une partie des fonctions (comparateur n° 11) car il comporte un certain nombre d'organes inutiles ici : porte OU exclusif, un VCO interne dont nous inhiberons le fonctionnement en mettant la broche 5 du CI au + 12 V, une diode Zener interne.

Le signal aux environs de 570 kHz après division successive du 438 MHz par 64, puis par 12 (soit au total 768), parvient en broche 3. La référence à 570 kHz, pilotée par le quartz de 9,135 MHz (: 16) venant en 14 (fig. 5).

Une tension proportionnelle (broche 13) à la différence en fréquence et en phase permet le rattrapage en fréquence du VCO qui sera donc d'une stabilité rigoureuse sur 435,8 MHz.

Réalisation pratique

Le circuit imprimé en votre possession, il vous faudra peu de temps pour câbler l'ensemble. La mise au point est quasiment nulle si vous respectez le schéma et les consignes de câblage propres aux VHF.

La longueur de la ligne en câble coaxial doit évidemment être tenue : 45 mm, câble KX3, ⌀ 3 mm. Un câble Teflon de la même dimension fonctionne de la même façon.

Partie logique

Monter les quatre circuits intégrés : ils sont tous dans le même sens, suivez la flèche !

Nous avons mis deux régulateurs. Un 78L06 pour le VCO : il est absolument indispensable si l'on veut éviter des modulations parasites incontrôlables sur la ligne d'alimentation.

Le SDA2101 réclame du 5 V. Vous pourrez prendre un 7805 ou bien un 78L05. Le deuxième est moins encombrant. Attention aux différences de brochage (voir en fin d'article).

Placer le transistor translateur : 2N918, 2N2369 ou BC109C.

Dans le cas du 2N918, la patte 4 va à la masse en même temps que l'émetteur. Souder le circuit imprimé des deux côtés à chaque retour de masse
Fig. 6-7-8.

Partie VHF

On suivra l'implantation globale donnée sur le circuit par la présence des trois by-pass. Leur valeur peut aller de 330 pF à 1 500 pF. Ils traversent le circuit imprimé et sont également soudés à la masse des deux côtés. Les connexions entre composants suivent la ligne la plus courte, en particulier sur le VCO. L'esthétique peut y perdre un peu, mais il s'agit ici d'être efficace. Il est à noter qu'en réduisant les capacités de couplage du VCO, il est possible de faire grimper cet oscillateur à plus de 1 GHz par ajustement de la longueur du câble coaxial.

Les retours d'émetteurs du BFR91 mis en buffer ainsi que celui du BFR96 sont soudés à la masse au plus court. Le reste des composants se soude directement, sans problème de place.

FIGURE 9. – Schéma général de l'émetteur TV.

Réglages

Quasiment nuls, si vous avez éliminé les grosses sources d'ennuis que sont l'inversion de sens des circuits intégrés... et celui des régulateurs.

Les BFR91 et 96 ont le même brochage : marquage vu de dessus et patte centrale vers le bas, vous aurez la base à gauche et le collecteur à droite (fig. 7).

Intéressant à savoir si vous avez sectionné les pattes à une longueur identique. Vérifications faites : pas de ponts de soudure ou contacts intempestifs, vous mettez sous tension sur une alimentation bien régulée entre 12 ou 15 V. Si vous n'avez pas trouvé un HEF4060 pour le quartz oscillateur, ne pas descendre en dessous de la valeur 12, vous risqueriez de ne plus avoir d'oscillation correcte pour le quartz 9 MHz. Chacun sait en effet que les performances des C-MOS sont directe-

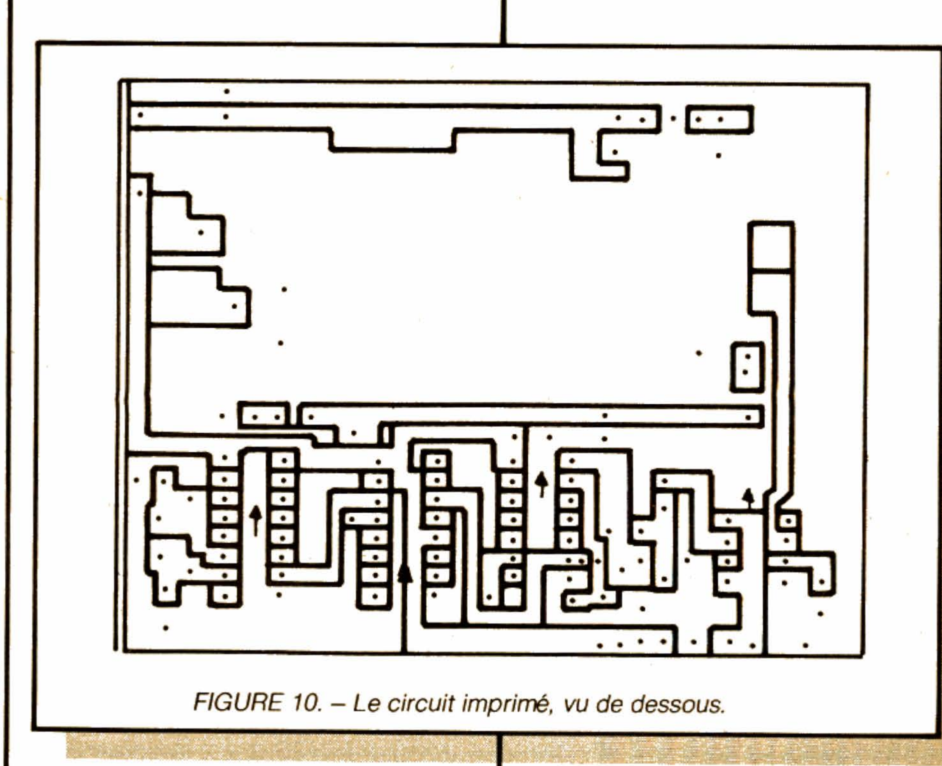


FIGURE 10. – Le circuit imprimé, vu de dessous.

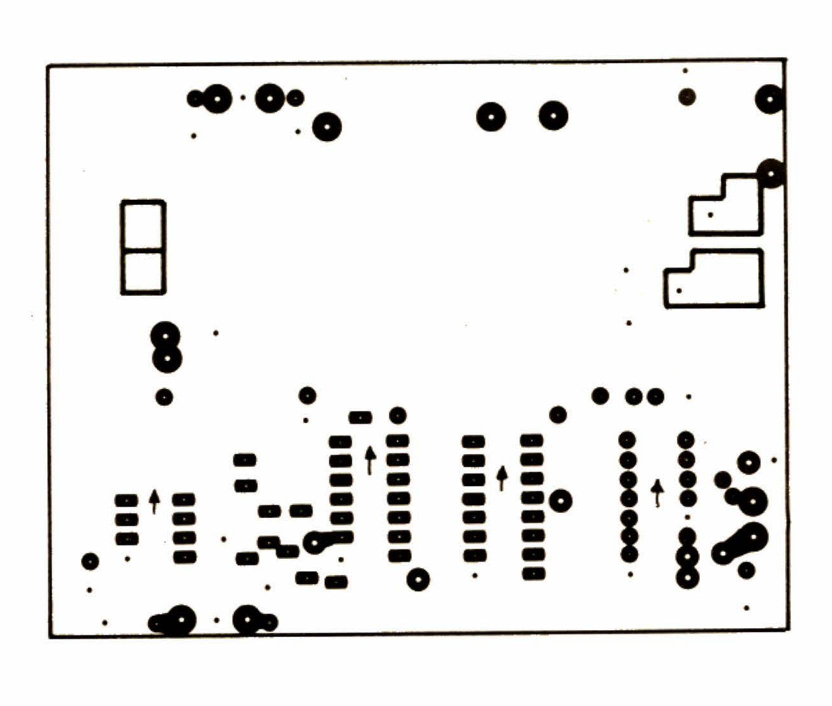


FIGURE 11. – Le circuit imprimé, vu de dessus.

ment liées à leur tension de fonctionnement. Les LOC-MOS sont également tributaires de ce phénomène mais leurs performances sont supérieures à tension égale.

Prendre ensuite un voltmètre en calibre continu 15 V qui sera branché aux bornes de la 4,7 µF du filtre, en sortie du comparateur de phase (point M).

Vous verrez probablement votre voltmètre partir en butée. Soit vers le 0 : la fréquence d'oscillation du VCO est alors trop élevée, soit vers la tension d'alimentation (12 V) : inversement la fréquence du VCO est trop basse. Pour que la boucle soit verrouillée, il est indispensable que la tension lue soit entre 2 et 8 V : cela se réalise par une rotation lente de CV1, au point chaud du VCO – ligne coaxiale. A un certain point de la course du condensateur ajustable, la fréquence propre du VCO approchera de 438,5 MHz et il y aura « capture » : ajuster alors CV1 pour obtenir une lecture à 4 V environ. Vérifiez en débranchant l'alimentation de l'émetteur que le verrouillage s'effectue immédiatement. Ça marche... débrancher alors le voltmètre, le synthétiseur est réglé !

Reste à fignoler les deux CV en sortie du BFR96 pour obtenir le maximum de puissance, c'est-à-dire entre 50 et 60 mW.

Les dimensions très restreintes du circuit vous permettent de le loger n'importe où – depuis une caméra portative jusqu'en sortie de prise péritel d'un micro-ordinateur pour effectuer de la retransmission sur plusieurs téléviseurs de programmes E.A.O.

Nous avons utilisé un Oric-Atmos, mais tout autre peut également convenir en fabricant par exemple un signal composite à partir des signaux RVB. Nous avons calé l'émetteur sur 480 MHz en partant d'un quartz de récupération à 9,5 MHz. La procédure est identique pour 438,5 MHz.

Et sur 1 255 MHz ?

Deux solutions :

– Modifier le VCO quant aux capacités de couplage et ligne pour travailler à cette fréquence.

Côté SDA2101, pas de problème particulier : les 4 ou 5 échantillons essayés tiennent parfaitement cette fréquence, avec peut-être une légère perte en sensibilité. En revanche, le CD4024 ne convient plus, avec 19,6 MHz à son entrée (1 255 : 64 = 19,6).

Il faudrait dans ce cas utiliser un diviseur par 256 en 8 broches également, type U666 ou mieux encore le U496 qui divise à lui seul par 4096.

Mais une autre solution est encore plus simple : utiliser le montage que nous vous proposons en verrouillant le VCO sur 418,333 MHz et en accordant la sortie du BFR96 sur l'harmonique 3. Un filtre élémentaire en sortie permettra de se libérer facilement des harmoniques 2 (836 MHz) et supérieures à 4 (1,673 GHz).

Construit avec un minimum de soins, enfermé dans un boîtier blindé, ce

FIGURE 12. – Implantation des composants sur le circuit imprimé.

montage devrait rendre de grands services à ceux qui sont attirés par un montage de technologie très récente et facile à mettre au point.

Tous les composants, circuits intégrés, résistances, condensateurs, transistors peuvent se trouver chez votre revendeur habituel ou chez :

- BERIC, 43, rue Victor-Hugo, Malakoff.
- DAHMS, 34, rue Oberlin, Strasbourg.

...et aux adresses suivantes, pour les composants particuliers :

- SDA2101 chez EREL boutique, 11 bis, rue de Chaligny, Paris.
- Quartz 27,405 MHz, Radio MJ, Paris.
- Circuit imprimé, AGEPIJE, 55, rue Sermonoise, 77 Combs-la-Ville.

Michel LEVREL
F6DTA

Nomenclature des éléments

2 × BRR 91
1 × BFR 96
1 × 2N918 ou 2N2369
1 × SDA2101
1 × CD4024
1 × CD4046
1 × HEF4060 ou CD4060
1 × quartz 27,405 (fondamentale 9 MHz)
1 × régulateur 78L06
1 × régulateur 7805 ou 78L05 (brochages différents)
2 × diodes 1N4148
1 × diode varicap BB105
1 × 45 mm de câble coaxial type KX3, 3 mm ⌀
3 × condensateurs ajustables 3/15 pF (plastique)
3 × by-pass 330 à 1 nF

Condensateurs
4 × 5,6 pF
2 × 1 nF
4 × 0,1 µF
1 × 1 µF
2 × 47 nF
2 × 10 pF
1 × 4,7 µF
1 × 1,5 nF
1 × 220 pF
1 × 4,7 nF

Résistances
1 × 1 MΩ
2 × 27 kΩ
1 × 330 Ω
1 × 10 kΩ
1 × 3,3 kΩ
1 × 33 Ω
1 × 100 Ω
1 × 2,2 kΩ
1 × 680 Ω
1 × 470 Ω
1 × 12 kΩ
1 × 33 kΩ

Self sortie BFR96 L1 : 2 spires fil argenté 6/10 mm, ⌀ intérieur 3 m/m, prise médiane

13 - BOUCHES-DU-RHONE (suite)		
Fréquence	Nom et Adresse	Téléphone
92,7 MHz	**Radio Plus,** La MNEF, bât. 2, Les Lierres, chemin du Coton-Rouge, 13625 Aix-en-Provence – Association pour une radio libre étudiante à Aix-en-Provence	(42) 27.25.00
88,4 MHz	**Radio Fréquence Mistral,** 61, rue Selony, 13100 Aix-en-Provence – Association pour la gérance de la fréquence commune à Trait d'Union, équipe d'animation de Radio Mistral	(42) 27.55.20
88,6 MHz	**Radio Gazoline,** 10, place du Forum, 13200 Arles	(90) 93.59.42
99,7 MHz	**Radio Centuries,** B.P. 161, 13654 Salon Cedex – Association de maintenance et de diffusion de la culture provençale	(90) 42.18.00
95,3 MHz	**Radio Laser Provence,** rue de l'Oratoire, 13250 Cornillon-Confoux – Association pour la promotion de la culture, des activités et des talents régionaux Cette radio est regroupée avec : **Studio 2,** 189, rue Lafayette, 13300 Salon	(90) 50.23.50 (90) 50.95.30
94,7 MHz	**Radio Marseille Méditerranée – Fréquence Marseille,** B.P. 144, 13318 Marseille Cedex 15 – Association marseillaise pour la communication	(91) 84.45.45
96 MHz	**Radio Soleil Marseille,** 11, bd Jean-Labro, 13016 Marseille – Association sociale culturelle d'animation des quartiers Nord	(91) 46.70.13
95,1 MHz	**Radio Allauch,** av. du Gal-de-Gaulle, B.P. 71, 13190 Allauch – Association : Fédération des clubs Culture et Loisirs Cette radio est regroupée avec : **Radio Star,** 1, chemin des Grottes-Loubières, Château Gombert, 13013 Marseille	(91) 68.43.14 (91) 68.90.10
101,9 MHz	**Radio Golfe d'Amour,** quartier Pignet-de-Rohan, chemin de la Pépinière, 13600 La Ciotat – Association pour le développement de la communication et de l'expression locale	(42) 83.47.37
92 MHz	**Radio Femina,** La Respelido – Le Paty, 13800 Istres	(42) 56.31.31
101,7 MHz	**Radio Peypin,** pont de la Botte, Le Sary, 13124 Peypin	(42) 72.32.33
90 MHz	**Radio Dialogue,** 1, av. Robert-Schuman, 13002 Marseille – Association : Dialogue R.C.M. Cette radio a été regroupée avec : **Radio Micro Mega,** 24, rue de la Cathédrale, 13002 Marseille – Association : Micro Média	(91) 91.90.08 (91) 37.64.47
95,5 MHz	**Radio Initiative,** Les roches d'or, La Mathilde, boulevard des Alizés, 13009 Marseille – Association : Initiative et Communication Cette radio a été regroupée sous une même fréquence avec : **Radio Diapason F.M.,** B.P. 46, 13375 Cedex 12 – Association : Les amis du Diapason Cette radio, dans l'attente d'une fréquence définitive, émet actuellement sur 101 MHz **Radio Méditerranée,** B.P. 20, 13367 Marseille Cedex 11	(91) 41.99.74 (91) 86.12.98 86.12.12 (91) 48.28.28
96,2 MHz	**Aubagne F.M.,** B.P. 20, 13674 Aubagne Cedex – Association des radios d'Aubagne et des environs	(42) 03.60.25
89,7 MHz	**Radio Métronome,** 2, allée de la Tartane, 13127 Vitrolles – Association : Art musical Cette radio a été regroupée avec : **Radio France Méditerranée,** parc Hélène-Boucher, Appt G53, 13700 Marignane – Association France Méditerranée	(42) 89.76.76 (91) 65.40.01
101,8 MHz	**Radio Maritime,** quai Lucien-Toulmond, 13500 Martigues – Association maritime	(42) 80.80.87
101,4 MHz	**Radio Méditerranée Provence,** bd Ferdinand-de-Lesseps, B.P. 33, 13601 Aix-en-Provence Cedex Cette radio est associée avec : **Radio Jazz'mosphère,** rue du Dr-Bellon, 13090 Aix-en-Provence	(42) 59.08.09 (42) 23.13.12
95,9 MHz	**Radio Mirabeau,** 42, rue Roux-Alpheran, 13100 Aix-en-Provence – Association pour le développement de la communication à Aix-en-Provence Cette radio est associée avec : **Radio Sainte-Victoire,** Le Montaignet, 13100 Aix-en-Provence – Association : Racines et futurs du pays d'Aix	(42) 96.53.24 (42) 38.48.92



VARIABLES ET OPERATEURS

Un programme écrit en Basic peut manipuler des nombres mais aussi des chaînes de caractères ; il peut leur donner des noms et effectuer des opérations arithmétiques. Nous vous proposons aujourd'hui de voir tout cela d'un peu plus près avec tout d'abord...

Les données numériques

Les données numériques que peut manipuler un interpréteur Basic sont de deux types : les nombres entiers ou les nombres réels (qui englobent évidemment les entiers eux-mêmes). Sur les interpréteurs Basic de très petite taille, tels le Tiny Basic de NS, par exemple, ou d'autres Basic inclus dans les mémoires de microprocesseurs « monochips », il est fréquent de ne pouvoir traiter que des entiers, car ces programmes ont une vocation de contrôle de processus ou d'automatismes, et le travail sur des nombres réels n'y a rien à faire. De plus, le travail sur des réels est beaucoup plus complexe que sur des entiers, et se limiter à ces derniers permet de simplifier de façon très importante la réalisation de l'interpréteur.

En ce qui nous concerne, nous considérerons donc que le Basic peut traiter des réels et des entiers, comme c'est le cas par exemple sur les MO 5 et TO7. Pourquoi dès lors faire la différence entre réels et entiers puisque ces derniers font partie des réels ? Vous allez le comprendre dans un instant. La majorité des interpréteurs Basic du marché savent manipuler des nombres compris entre 1 × 10 puissance + 38 et 1 × 10 puissance – 38, ce qui représente déjà une étendue de calcul honorable pour l'utilisateur moyen. Une autre caractéristique importante d'un interpréteur Basic est le nombre de chiffres significatifs qu'il peut donner aux nombres manipulés. Le Basic du MO 5, par exemple, ne peut traiter que 6 chiffres significatifs alors que certains Basic plus évolués vont jusqu'à 16 chiffres. Cela peut sembler ridicule de prime abord, mais supposez que vous souhaitiez faire de la gestion de budget ou de compte en banque, par exemple, avec une machine ne disposant que de 6 chiffres. Vous serez vite gêné dès que les sommes à traiter dépasseront le million de centimes. Ce nombre de chiffres significatif a donc bel et bien une grande importance pour certaines applications.

On peut alors se demander pourquoi tous les Basic du marché ne traitent pas 16 chiffres. La raison en est simple : le codage d'un tel nombre, sur un microprocesseur 8 bits (ce qui est le cas de tous les micro-ordinateurs grand public actuels), nécessite 64 bits en mémoire, soit 8 mots de 8 bits. Il va de soi que tout calcul effectué avec des nombres d'une telle taille consomme beaucoup de place mémoire et, surtout, beaucoup de temps d'exécution puisque, pour chaque nombre manipulé, le microprocesseur doit, en fait, déplacer 8 octets à chaque fois.

Revenons à nos réels pour voir comment ils sont notés. Deux écritures sont possibles en Basic :
– L'écriture normale où la virgule doit toutefois être remplacée par un point ; ainsi 1,234 sera-t-il écrit en Basic 1.234. Si le nombre est négatif, son premier chiffre sera précédé du signe moins : s'il est positif, le signe plus pourra par contre être omis.
– L'écriture exponentielle où chaque nombre est représenté sous la forme d'une mantisse ou d'un exposant. Cette écriture correspond à la notation mathématique classique M × 10 puissance N, où M est la mantisse et N l'exposant.

Voici un petit exemple si vous n'êtes pas familier de cette notation. 135 000 peut s'écrire 1,35 × 10 puissance 5 ; en Basic, il sera donc noté 1.35E+5 ou 1.35E5.

Vous remarquerez tout de suite plusieurs choses qui sont en fait les règles de syntaxe de cette notation :
– Le nombre exprimé en notation exponentielle (on dit aussi scientifique) a toujours une mantisse commençant par un chiffre suivi immédiatement par le point décimal, même si ce premier chiffre doit être nul.

Le Thomson MO 5 dispose d'un interpréteur Basic puissant et très complet.



– Le « 10 puissance » est remplacé par la lettre E majuscule qui suit la mantisse.
– L'exposant suit la lettre E et est précédé par son signe. Si ce signe est positif, il peut être omis.

Il faut aussi savoir que le passage de la notation « normale » à la notation exponentielle est automatique lorsque le nombre concerné devient plus grand ou plus petit qu'une valeur dépendant de l'interpréteur. Pour le MO 5, par exemple, le passage a lieu pour tout nombre supérieur à 999999 ou inférieur à 0,000001.

Lorsque les calculs que l'on fait ne mettent en œuvre que des entiers, ce qui est assez souvent le cas, comme nous le verrons, il est intéressant de pouvoir forcer l'interpréteur Basic à considérer les nombres comme des entiers et non comme des réels, car leur codage en mémoire est beaucoup plus simple, et la vitesse d'exécution du programme s'en ressent très nettement. Certains interpréteurs Basic offrent cette possibilité, comme celui du MO 5 par exemple, dans ces conditions :
– Un nombre est considéré comme un entier si son nom (nous allons voir dans un instant ce qu'est ce « nom ») est suivi du symbole pour cent (%).
– Un nombre entier doit impérativement être compris entre – 32768 et + 32767.

Outre cette distinction entiers-réels, certains interpréteurs Basic permettent aussi d'exprimer des nombres dans d'autres bases de numération que la base 10 habituelle. Une des possibilités les plus fréquemment offertes est l'utilisation de l'hexadécimal ou notation en base 16 (revoir si nécessaire les premiers articles de cette série). Le codage d'un nombre exprimé dans cette base varie selon l'interpréteur, et seule la lecture de sa notice peut vous renseigner. Sur le MO 5, par exemple, un nombre hexadécimal doit être précédé des deux signes : et commercial (&) et h majuscule (H).

Lorsque les nombres ont un nom

Hormis pour manipuler des constantes – et encore ce n'est pas une obligation – un programmeur travaillant en Basic n'utilise que très rarement les nombres sous leur forme vraie mais préfère les affecter à des noms de constantes ou de variables.

Les règles de syntaxe qui s'appliquent à ces noms de constantes et variables varient très fortement d'un interpréteur Basic à un autre, et il nous est très difficile de vous donner des indications générales. Au minimum, sur les Basic les moins performants (de ce point de vue, bien sûr), les noms de variables comportent au maximum deux lettres ou chiffres et doivent impérativement commencer par une lettre.

Ainsi A8, AC, FG sont des noms corrects, mais pas 8A, par exemple. Sur les Basic plus évolués, les noms de variables peuvent être plus longs ; ainsi sur le MO 5 est-il possible de donner des noms de variables ayant jusqu'à 15 caractères. Mais, même dans ce cas, le premier caractère doit être une lettre, et les suivants des lettres ou des chiffres.

Ces noms de variables très longs permettent de clarifier l'écriture d'un programme puisqu'il n'est plus nécessaire de se souvenir que la variable A correspond à telle chose, B à telle autre, et ainsi de suite ; on peut écrire directement cela en clair. Il faut tout de même mettre un bémol à ce concert d'éloges ; en effet, il existe une restriction sur quasiment tous les Basic du marché :

– Un nom de variable ne doit pas contenir ou commencer (cela dépend de l'interpréteur) par un mot clef du Basic.

Le nom de variable TOTAL est ainsi interdit (il contient le mot clef TO), de même que FORTUNE (il contient le mot clef FOR) ou SINGE qui contient le mot clef SIN.

Attention ! Certains Basic à la notice plus publicitaire qu'honnête annoncent fièrement qu'ils supportent les noms de variables à plusieurs caractères, mais avouent (discrètement) que seules les deux premières lettres sont reconnues. Ces interpréteurs sont donc des intermédiaires entre les deux cas que nous venons d'exposer et conduisent à des erreurs bêtes du type suivant : l'utilisateur définit deux variables qui, pour lui, sont différentes, telles que COMMANDE et COURRIER par exemple, alors que pour le Basic ce sera une seule et même variable de nom CO !

Ces noms de variables ou de constantes peuvent être suivis d'un symbole qui indique leur type. Ainsi, A% caractérise une variable entière à cause du symbole % dans le cas du Basic du MO 5. Un autre symbole classique est le dollar ($) qui caractérise les variables chaînes de caractères dont nous allons maintenant parler.

Les chaînes de caractères

Tout interpréteur Basic qui se respecte peut manipuler des variables appelées chaînes de caractères. Ces variables sont constituées par une suite quelconque de caractères imprimables (code ASCII compris entre 20 hexadécimal et 7E hexadécimal ou 32 décimal et 126 décimal) définie par vos soins.

Une chaîne de caractères est toujours comprise entre un guillemet de début et un de fin, et tous les caractères compris entre ces deux signes sont considérés comme faisant partie de la chaîne. Ainsi, « Haut » est-il une chaîne de caractères, et « Parleur » également. Les espaces ne sont pas ignorés, et si vous mettez N espaces entre deux mots dans une chaîne, le Basic considérera réellement que ces N espaces existent.

Ainsi que nous l'avons dit ci-avant, les noms de chaînes de caractères sont repérés par le symbole dollar qui les suit. Ainsi ABCD est-il une variable numérique tandis que ABCD$ est le nom d'une variable chaîne de caractères.

Notez tout de suite, grâce à cet exemple, que les noms ABCD et ABCD$ sont considérés comme différents par le Basic et qu'ils peuvent donc bien coexister dans un même programme. Il en serait de même si nous définissions en plus la variable numérique entière ABCD$; elle serait considérée comme différente des deux autres.

Une instruction qui n'existe plus

Maintenant que nous savons quels types de variables peuvent être manipulés par le Basic et quelles sont les contraintes de syntaxe de leurs noms, il nous faut voir comment affecter un nom à une variable. Cela se fait tout simplement à l'aide du signe = qui n'a pas tout à fait son sens mathématique classique.

Pour donner une valeur à un nom de variable il suffit d'écrire :
NOM DE VARIABLE = VALEUR DE LA VARIABLE.

Voici quelques exemples dont l'apparente banalité recèle quelques pièges :

– A=2 donne à A la valeur réelle 2 tandis que A% =2 donnerait à A% la valeur entière 2.
– A=1·414 donne à A la valeur réelle 1·414, mais on peut aussi faire :
– A%=1· 414, ce qui donne à A la valeur entière 1 ; en effet le Basic convertit automatiquement le nombre réel en entier puisque A% doit être un entier, du fait du suffixe %.
– A$= « HAUT PARLEUR » affecte à A$ la chaîne de caractères HAUT PARLEUR.
– A$=«1234» n'est pas faux et affecte à A$ la chaîne de caractères 1234. Attention ! Malgré le contenu de la chaîne qui est purement numérique, A$ est une chaîne de caractères, et il vous sera impossible de l'utiliser dans une multiplication par exemple.
– A = « HAUT PARLEUR » vous fera afficher, si vous l'essayez, un beau message d'erreur, car A sans suffixe est une variable numérique et ne peut donc se voir affecter une chaîne de caractères.

Tout cela est très logique une fois que l'on a pris la peine d'y réfléchir.

En fait, nous venons, dans ces quelques exemples, d'utiliser la première instruction Basic que nous voulions vous présenter : LET, et ceci bien qu'elle n'ait pas été écrite une seule fois. En effet, pour affecter une valeur à une variable, la vraie règle Basic consiste à utiliser l'instruction LET sous la forme :
LET nom de variable = valeur de la variable.

Mais, peu à peu, les interpréteurs Basic ont évolué et se sont simplifiés, et LET est devenue optionnelle. Vous pouvez donc écrire indifféremment LET A=2 ou A=2, votre interpréteur comprendra la même chose. Certains interpréteurs, respectueux des règles, ajoutent d'ailleurs automatiquement cette instruction et si, lors de l'écriture d'un programme, vous avez frappé des égalités comme ci-avant, vous les retrouverez affublées d'un LET dans le listing.

Variables indicées, tableaux et matrices

Il existe, en Basic, une autre forme de nom de variable extrêmement utilisée en raison de sa souplesse et de sa puissance : la variable indicée, appelée aussi tableau ou matrice selon les auteurs.

Une variable indicée est en fait une famille de variables du même type repérées par un même nom générique et un ou plusieurs indices. Prenons un exemple concret avec un programme qui se propose de noter les températures moyennes pendant les douze mois de l'année. Nous définirons pour cela une variable indicée T(I) (prononcez T de I) et :

– T(1) sera la température du premier mois.
– T(2) celle du deuxième, et ainsi de suite.

En fait, nous aurons défini une variable indicée à 12 éléments : T(1) à T(12) qui équivaut à 12 variables classiques. Quel en est l'avantage, nous direz-vous ? Le plus visible est celui de ne nécessiter qu'un seul nom pour N variables, le moins visible – mais dont vous prendrez conscience très bientôt – est que, en faisant évoluer l'indice, on peut explorer toute une suite de valeurs de variables automatiquement, ce qui est fondamental. Ainsi, dans notre exemple, si nous trouvons un moyen de faire évoluer I de 1 à 12, la ligne de programme : PRINT T(1) fera-t-elle afficher automatiquement et successivement les 12 températures mémorisées dans T(1) (PRINT fait afficher ce qui le suit, comme nous le verrons bientôt).

Selon les interpréteurs, les variables indicées peuvent comporter un, deux, voire même trois indices, ce qui est tout de même moins fréquent. On parle alors de tableaux à une, deux ou trois dimensions mais un mathématicien parlerait de matrice ligne, à deux dimensions ou à trois dimensions.

Pour fixer les idées, la figure 1 précise la localisation des divers éléments d'un tableau à une et à deux dimensions.

Avant d'aller plus loin, précisons que, selon les interpréteurs, les indices utilisés dans de telles variables commencent à 0 ou à 1. Il faut le savoir et noter que :
– Le tableau A(N) pourra contenir N+1 éléments si les indices commencent à 0, le premier élément étant A(0).
– Le tableau A(N) ne contiendra que N éléments si les indices commencent à 1, le premier élément étant A(1).

I =	1	2	3	4	5
A(I) =	– 25	32	47	0	138

A(1) = – 25, A(2) = 32,... A(5) = 138

	I=	1	2	3	4	5
J=						
1		140	– 2	0	8	27
2		341	0	125	31	48
3		52	4	– 15	– 20	1
4		2	4	8	127	– 10
5		9	35	48	22	127

A(1,1) = 140, A(3,1) = 0, A(3,5) = 48
A(1,3) = 52, A(4,5) = 22, A(5,5) = 121

FIGURE 1 – Quelques exemples de variables indicées.

Les opérateurs arithmétiques

Pouvoir manipuler des nombres c'est bien, pouvoir les utiliser c'est déjà mieux, et c'est ce que permettent de faire les opérateurs arithmétiques.

Tout interpréteur Basic dispose d'origine des quatre opérations, dont il faut cependant remarquer la notation :

– L'addition est notée plus (+), ce qui est classique.

– La soustraction est notée moins (–), ce qui est toujours classique.

– La multiplication est notée étoile ou astérisque (*) ; attention donc au classique × qui, pour le Basic, n'est autre que la variable x, et au non moins classique point (·) qui n'est, pour le Basic, qu'une virgule.

– La division est notée « slash » (/).

Les opérations de multiplication et de division sont prioritaires sur addition et soustraction, ce qui permet d'écrire (3 × 4) + (2 × 5) sous la forme :

3 * 4 + 2 * 5.

Ces opérateurs fonctionnent sur toutes les variables numériques quelles qu'en soit le type. Pour ce qui est des chaînes de caractères, un seul opérateur existe : l'opérateur de concaténation noté, malheureusement, + sur de très nombreux interpréteurs, ce qui prête un peu à confusion.

La concaténation met « bout à bout » des chaînes de caractères en en respectant strictement le contenu. Si : A$ = « HAUT » et B$ = « PARLEUR », A$ + B$ sera la chaîne HAUT PARLEUR (remarquez que l'espace placé entre HAUT et PARLEUR était situé au début de la chaîne B$ si l'imprimeur ne nous a pas fait une mauvaise plaisanterie !).

Outre ces fonctions de base – disponibles sur tous les interpréteurs répétons-le –, les Basic capables de manipuler des nombres réels disposent de l'élévation à une puissance, noté ** (de plus en plus rare) ou plus souvent flèche vers le haut ou accent circonflexe selon les machines (^). Ainsi, 2^3 est-il 2 au cube.

Enfin, et c'est beaucoup plus rare, certains Basic, tel celui du MO 5, disposent de la division entière, c'est-à-dire d'une division donnant un quotient et un reste entier. Dans le cas du MO 5, elle se note a commercial (   ) pour le calcul du quotient et MOD pour le calcul du reste. Ainsi, si :
A = 7 et B = 2, A   B sera égal à 3 et A MOD B sera égal à 1.

Tous ces opérateurs peuvent être imbriqués pour former des expressions arithmétiques ; ils respectent alors un ordre de priorité relative indiqué dans le tableau de la figure 2. Cet ordre est commun à tous les interpréteurs Basic mais, dans le cas du MO 5, la division entière et le calcul de reste s'insèrent entre multiplication-division et addition-soustraction.

Comme en arithmétique classique, il est possible de modifier ces priorités par l'utilisation de parenthèses, qui doivent en principe toujours être en nombre pair.

Sur la majorité des interpréteurs, et comme nous l'apprenons à l'école, la division par 0 est interdite, mais le comportement des machines peut varier si cela se produit. Ce qui est certain c'est que tous les Basic peuvent générer un message d'erreur en présence de ce phénomène, mais seuls certains d'entre eux peuvent continuer à travailler en prenant comme résultat de cette brillante opération « leur infini », c'est-à-dire le plus grand nombre qu'ils peuvent manipuler. Nous verrons cela lors de l'étude de l'instruction ON ERROR.

Le mois prochain

Nous en savons maintenant assez pour pouvoir commencer à écrire nos premières lignes de programmes, ce que nous ferons dès le mois prochain avec la présentation des premières instructions du langage Basic. Cet exposé deviendra alors un peu plus vivant qu'aujourd'hui car, malgré toute notre bonne volonté, il était difficile de rendre très attrayant le contenu de cet article pourtant indispensable.

C. TAVERNIER

NIVEAU	OPERATION	NOTATION
1	Elévation à une puissance	↑
2	Changement de signe	–
3	Multiplications et divisions	* ET /
4	Additions et soustractions	+ ET –

FIGURE 2 – Priorité relative des divers opérateurs arithmétiques.

LES THEMES DU MOIS

- Précision des interpréteurs
- Notations des entiers et des réels
- Notation exponentielle
- Définition des chaînes de caractères
- Règles de syntaxe relatives aux noms de variables
- Affectation de valeurs à des variables
- Instruction LET
- Opérateurs arithmétiques
- Concaténation de chaîne de caractères
- Priorité relative des opérateurs.

UNE PEDALE DE SATURATION POUR GUITARE ELECTRIQUE

Pour retrouver le son chaud et « clean » des musiques d'aujourd'hui, il faut écrêter le signal issu d'une guitare électrique puis l'amplifier. L'effet obtenu est voisin de celui que procure une pédale « Fuzz » : des aigus stridents et des surmodulations agressives dues, d'une part, au déplacement des harmoniques par rapport à leur fondamentale et, d'autre part, à leur mélange désordonné.
Si maintenant vous filtrez ce signal et qu'ensuite vous le compressez puis le saturez pour enfin le filtrer à nouveau, vous obtiendrez, grâce à ce traitement, un effet musical particulièrement intéressant.
La réalisation que nous vous proposons ci-dessous, tout en restant simple, réunit ces quatre dernières fonctions. Ses qualités musicales sont indéniables et son prix, comparé à celui d'un appareil similaire du commerce, est fort intéressant.

Le schéma de principe

Pour écrêter un signal électrique, la solution la plus simple est de l'amplifier fortement en utilisant, par exemple, un amplificateur opérationnel. Ce dernier travaillera, presque exclusivement, au-delà de sa courbe de linéarité. Dans ce cas, il est évident que la contre-réaction sera faible voire même inexistante.

Autre solution, adoptée par plusieurs spécialistes d'effets spéciaux : charger la sortie de l'amplificateur par un élément non linéaire, cela permet de récupérer, à ses bornes, un signal déformé. Dans l'exemple de la figure 1, l'élément non linéaire a été obtenu en montant deux diodes « tête bêche ».

La solution que nous avons choisie pour notre réalisation est présentée figure 2.

Le signal issu de la guitare après avoir traversé un étage adaptateur d'impédance T_1 va attaquer, à travers le condensateur C_2, l'entrée non inverseuse de A_1. La constante R_3 C_2 est suffisamment élevée pour éliminer le bas du spectre audio et l'ensemble constitue le premier filtre.

Le gain de A_1 est très grand jusqu'au moment où les diodes D_1 à D_8 entrent en action. A partir de ce moment-là le gain décroît, d'une manière non linéaire, lorsque l'amplitude du signal d'entrée continue à augmenter. Cela est dû à la résistance dynamique de la diode qui, rappelons-le, décroît lorsque le courant qui la traverse augmente. Le gain est égal à :

$$G = \frac{1 + (P_1 // R_d)}{R_4}$$

où R_d = résistance dynamique de l'ensemble D_1 à D_8.

– L'ensemble A_1 + diodes agit donc, à la fois, comme un compresseur et comme un saturateur.

– L'ensemble R_5 C_4, R_6 R_7 C_5, P_2 C_8, constitue le filtre de sortie. Afin de ne

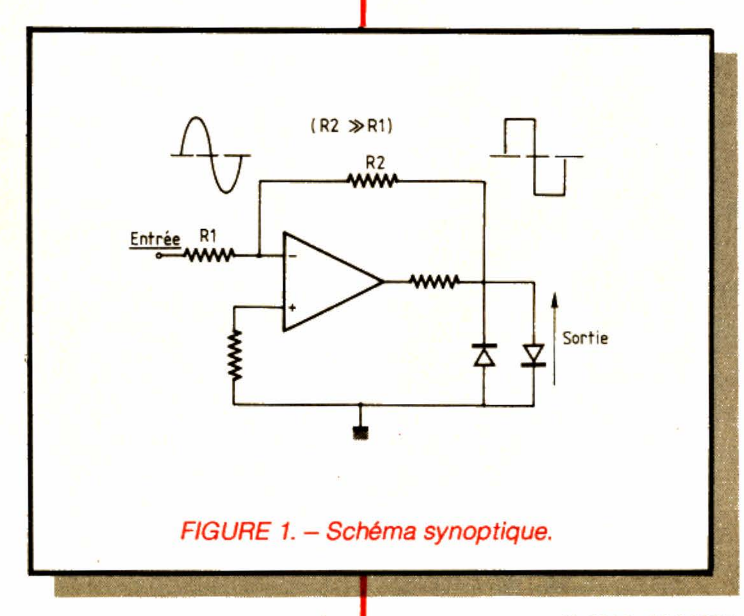


FIGURE 1. – Schéma synoptique.

A1, A2 = LM4558

Pour les condensateurs chimiques : Us min. = 10V

FIGURE 2. – Schéma de la pédale de saturation.

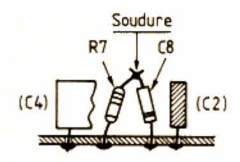


FIGURE 3. – Deux composants à souder en l'air, pour gagner de la place.

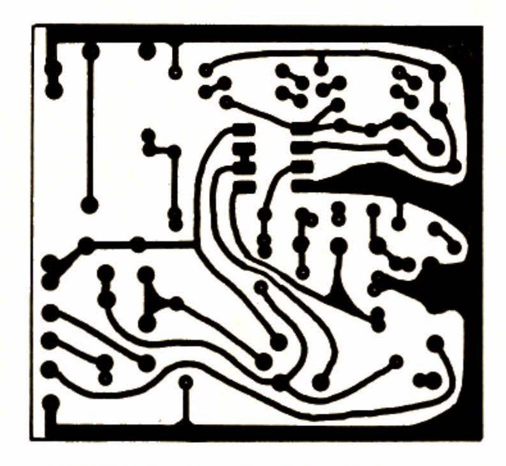


FIGURE 4. – Le circuit imprimé que nous proposons mais que nous n'imposons pas...

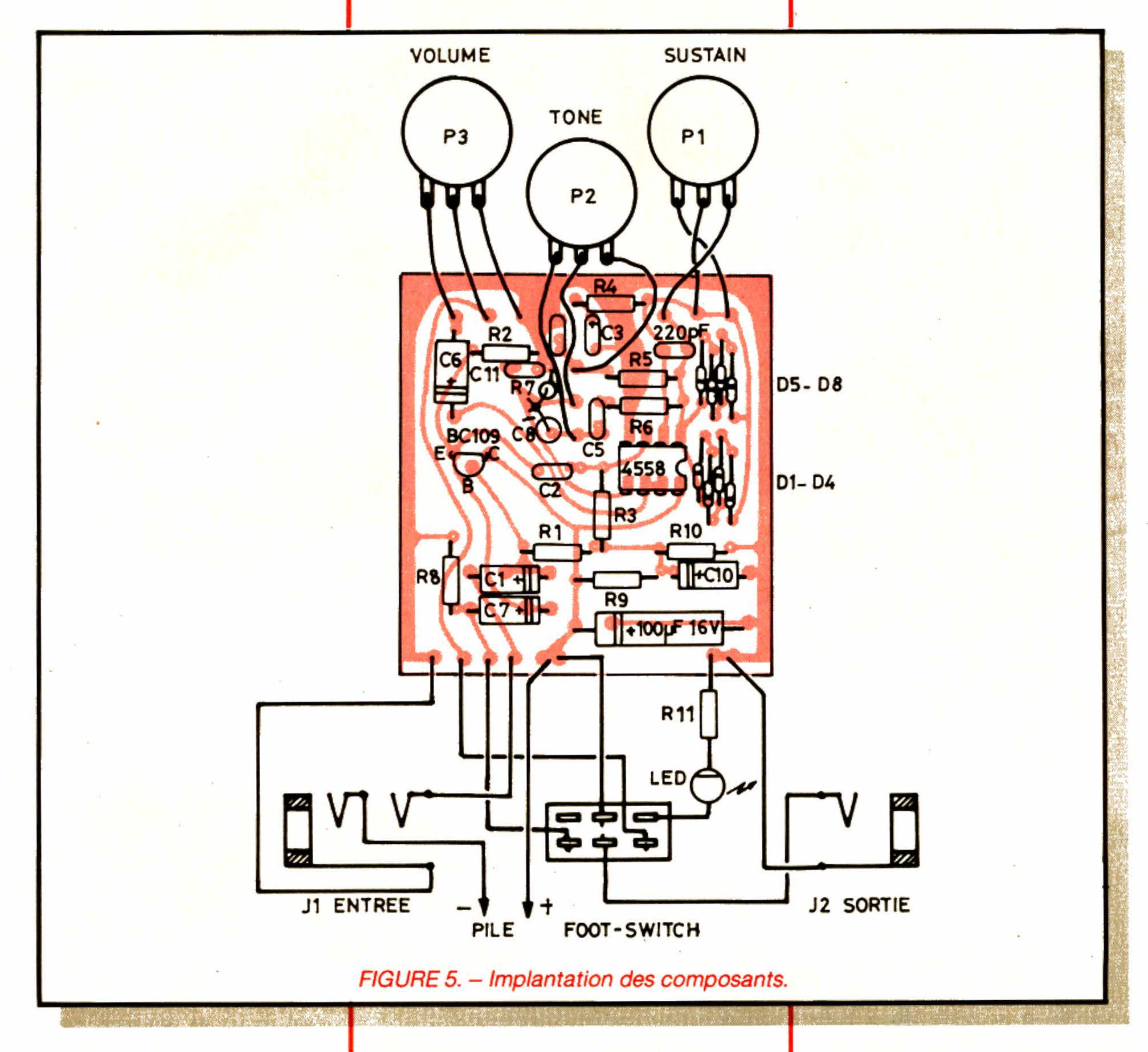


FIGURE 5. – Implantation des composants.

pas altérer les caractéristiques de ce filtre, un adaptateur d'impédance A_2 est nécessaire.

– L'inverseur S_1 (foot-switch) permet le passage du son pur au son saturé.

– Le jack d'entrée de ⌀ 6,35 mm assure la fonction d'interrupteur « marche/arrêt ».

– Le moins de la pile est relié à la masse du montage lorsque l'embout mâle du câble de la guitare est enfoncé.

– La consommation est de 5 mA.

Réalisation

Nous ne vous imposons pas de circuit imprimé, l'essentiel étant que, comme celui que nous vous proposons, il puisse se loger dans un boîtier ou une pédale dont la surface au sol soit relativement faible.

Nous avons choisi une implantation à la japonaise avec des composants « hyper » serrés (libre à vous d'adopter un autre circuit et une disposition des composants plus aérée), mais nous vous recommandons tout de même notre solution, surtout si vous voulez éviter les accrochages. Si toutefois cette précaution s'avérait insuffisante, nous avons prévu une place pour un condensateur supplémentaire de 220 pF.

Pour limiter les risques d'interférences entre les signaux purs et les signaux saturés, nous avons câblés « en l'air » R_7 et C_8, comme représenté figure 3.

Il ne nous semble pas inutile de préciser que le boîtier dans lequel vous abriterez votre montage devra être capable de supporter la pression d'un pied !

Conclusion

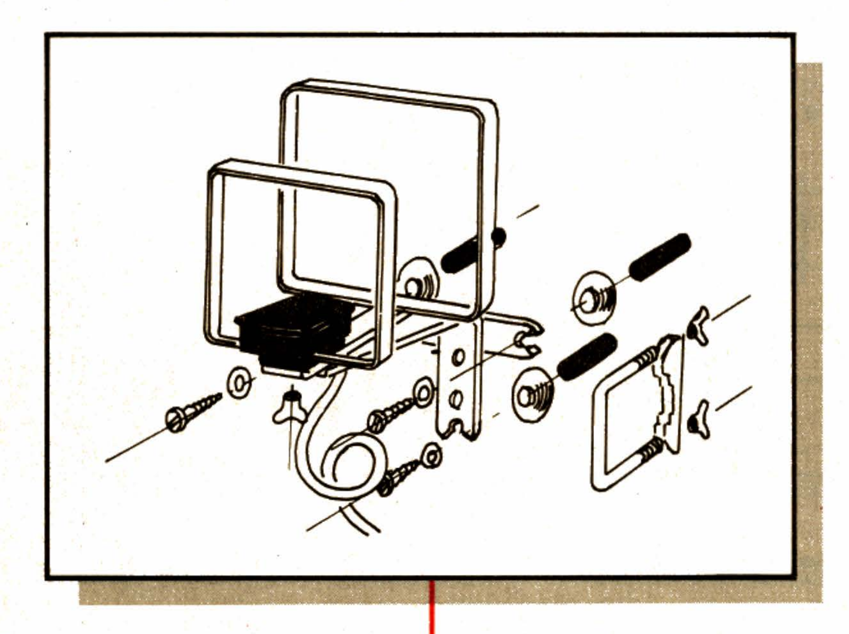
Ce montage vous permettra d'ajouter une pédale de saturation à votre panoplie d'effets spéciaux ou, si vous en possédez déjà une, de la remettre au goût du jour, tout en gardant, si vous le désirez, le boîtier auquel vous êtes habitué. Ainsi, cette modernisation se fera à peu de frais.

R. JOLIVET

L'ANTENNE T.V. «COMPACT» APPLI-TECH, 210 U.H.F.

Pour recevoir les émissions de télévision, il faut disposer d'une antenne, le mieux étant d'avoir une antenne extérieure, généralement placée sur le toit, mais cela n'est pas toujours possible, notamment pour les voyageurs et les caravaniers.

L'antenne que nous vous proposons est très peu encombrante, elle se fixe facilement à l'extérieur et peut être très rapidement enlevée, de plus, elle se règle en un tournemain.



Cette antenne est destinée à être installée à l'extérieur : sur un toit, un balcon ou fixée à une fenêtre d'appartement ou de caravane. Elle est construite en aluminium, matériau qui ne rouille pas.

Prévue pour la réception des canaux U.H.F. (de 21 à 60), elle est composée de deux boucles, une grande, en court-circuit, sert de réflecteur à l'autre, une plus petite qui est ouverte et forme une sorte de dipôle.

Une boîte, au couvercle étanche au ruissellement, accueille les extrémités du petit cadre et un circuit imprimé qui assure la conversion symétrique/ asymétrique de la liaison.

Le câble coaxial de cette antenne mesure 5 m de longueur, son impédance est, bien sûr, de 75 Ω

Plusieurs modes de fixation ont été prévues pour cette antenne :

– Pour un mur, des chevilles et des vis sont fournies.

– Pour une fenêtre de caravane, vous disposez de trois ventouses.

– Pour un mât métallique, un collier pourra aussi assurer sa fixation sur la rambarde d'un balcon.

Le support permet une orientation des deux cadres, le plus petit sera évidemment dirigé vers l'émetteur et le grand du côté opposé.

Inutile d'ouvrir le couvercle du coffret, il n'y a rien à voir !

La forme du cadre permet de capter des signaux à polarisation horizontale aussi bien que verticale.

Essais

L'antenne Appli-Tech a été prévue pour être installée à l'extérieur, si toutefois, compte tenu de ses petites dimensions, vous l'utilisez à l'intérieur, les résultats que vous obtiendrez ne seront guère meilleurs que ceux donnés par l'antenne télescopique, le signal sera tout juste un peu plus fort, mais, grâce au câble de 5 m. vous pourrez la fixer à l'endroit à vous obtiendrez la meilleure image, tout en conservant la possibilité de déplacer votre téléviseur sans avoir à réorienter l'antenne.

L'antenne Appli-Tech est une antenne large bande qui, de par sa conception, ne peut apporter qu'un gain réduit et, en tout cas, moins important qu'une classique Yagi.

Le constructeur distribue d'ailleurs, sous une autre référence, cette antenne équipée d'un préamplificateur.

Conclusion

Malgré la médaille d'Or du Salon de Genève et le Grand Prix de la semaine de l'invention de Paris, l'antenne Appli-Tech, pas plus qu'une autre, n'est une antenne « miracle », mais elle rendra de grands services aux caravaniers et à tous ceux qui, pour diverses raisons, ne peuvent bénéficier d'une antenne sur le toit.

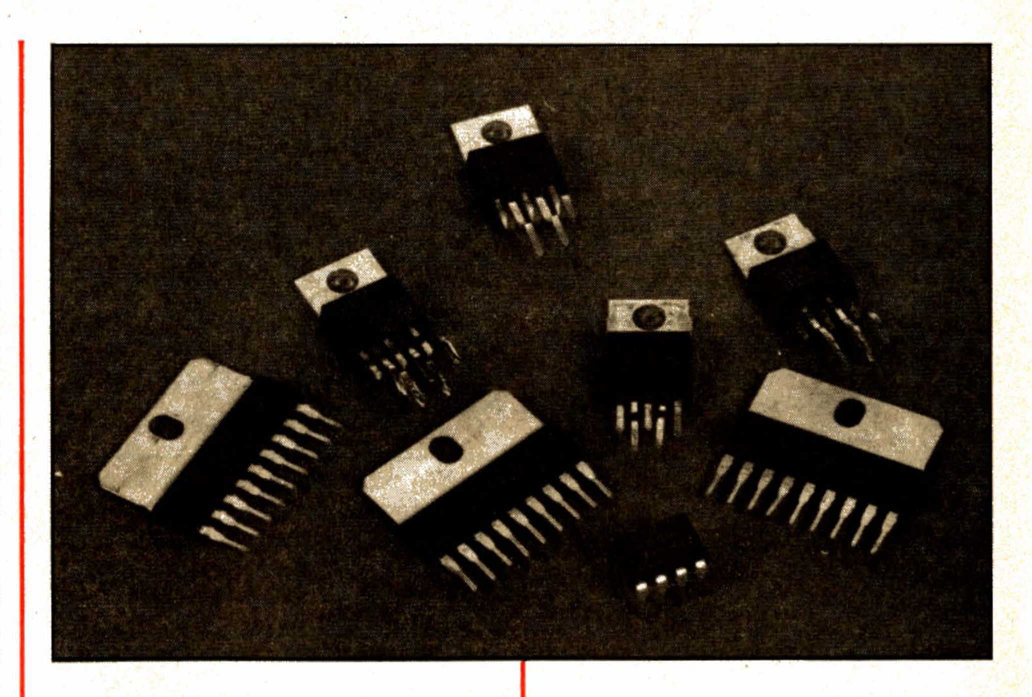
LES AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS DE PUISSANCE

Structure

Les A.O.P. (amplificateurs opérationnels de puissance) ont souvent une structure identique à celle des amplificateurs audio de puissance, ce qui est bien normal puisqu'ils ont été conçus à partir de ces derniers. Si l'on se penche sur le schéma d'un de ces amplificateurs audio, on remarque qu'il a emprunté à l'amplificateur opérationnel son étage d'entrée différentiel, étage que l'on a fait suivre par d'autres, plus puissants (fig. 1). Mais si certains A.O.P. dérivent directement d'amplis audio, le contraire n'est pas toujours vrai.

L'amplificateur opérationnel de puissance utilise le même boîtier que les amplis A.F. et même parfois leur puce, par exemple chez SGS, où certains A.O.P. sont nés d'un tri d'amplificateurs audio. Dans certaines conditions, on pourra donc utiliser des amplificateurs audio comme A.O.P.

Les amplificateurs opérationnels de puissance sont en général compensés pour un gain unité ; en les utilisant en suiveur, ils ne risqueront pas d'entrer en oscillation.



Certains amplificateurs audio disposent d'une entrée inverseuse et d'une entrée non inverseuse. Des circuits de contre-réaction internes fixent le gain et la polarisation des étages d'entrée, abaissant ainsi l'impédance qui devient trop basse pour que l'on puisse considérer l'amplificateur comme un amplificateur « idéal », ce qu'un amplificateur opérationnel doit être.

D'autres amplificateurs n'ont pas d'étage d'entrée différentiel (fig. 2), l'entrée non inverseuse se fait sur la base d'un transistor, l'entrée inverseuse sur l'émetteur de ce même transistor, un concept utilisé également dans des

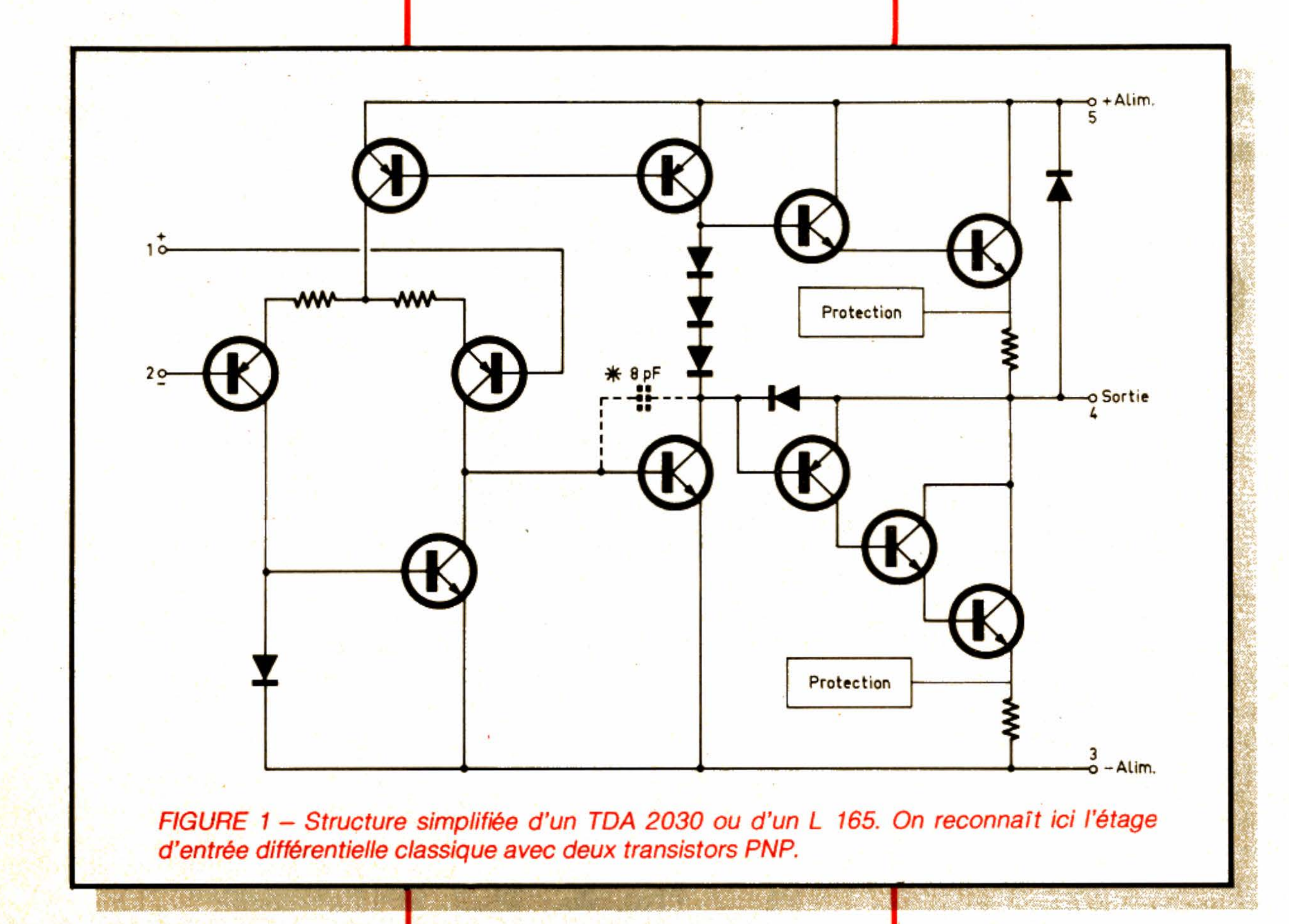


FIGURE 1 – Structure simplifiée d'un TDA 2030 ou d'un L 165. On reconnaît ici l'étage d'entrée différentielle classique avec deux transistors PNP.

amplificateurs audio des premières générations.

Certains de ces amplificateurs sont prévus pour travailler avec un point de polarisation d'entrée fixé une fois pour toutes : on ne peut pas les utiliser avec une tension de mode commun élevée, la tension normale d'entrée, en mode commun, d'un amplificateur opérationnel se « promenant » entre les pôles positif et négatif de l'alimentation.

Les problèmes de sécurité des transistors de sorties ont bien sûr été étudiés pour un usage sûr, dans des produits grand public (surtensions – court-circuit de la sortie) et pour un travail sur charge réactive (protection en aire de sécurité). La protection thermique n'a pas non plus été oubliée, avec une disjonction lorsque la température de la puce atteint 145°. Enfin, une limitation du courant de sortie a aussi été prévue. Bien entendu, les amplificateurs opérationnels de puissance bénéficient de ces protections. Ainsi, un ampli de puissance utilisé en commutation, par exemple pour une commande de moteur, n'aura pas besoin de radiateur : en cas de surcharge, le circuit intégré chauffe et disjoncte. La limitation du courant permet d'absorber les pointes des courants de démarrage.

Les amplificateurs opérationnels de puissance peuvent être utilisés avec des alimentations symétriques ou asymétriques. Ce qui n'est pas faisable avec certains amplificateurs A.F.

Il est donc indispensable de consulter la documentation du constructeur avant d'utiliser un amplificateur de puissance comme amplificateur opérationnel.

Quelques amplificateurs opérationnels de puissance

Nous avons pris pour les tester quelques amplificateurs opérationnels de puissance de deux fabricants européens, SGS et Siemens. D'autres constructeurs en proposent, certains utilisent une structure hybride, nous avons uniquement choisi des monolithiques pour nos essais. Il s'agit évidemment pas là d'un échantillonnage complet de la production mondiale, loin de là.

Les SGS

SGS propose trois types d'amplificateurs opérationnels de puissance :

– Le plus ancien est le L 165, il s'agit d'un ampli venant de la même ligne de fabrication que les amplificateurs A.F. bien connus TDA 2030.

– Le second est un L 465A, une version plus récente, reprenant le même boîtier avec un courant de sortie plus important et une vitesse de balayage en tension plus élevée. Ce produit est très proche du TDA 2040 A que l'on pourra d'ailleurs éventuellement utiliser pour des applications identiques.

– Le dernier ampli op de puissance mérite un peu moins son qualificatif « puissance », puisque son courant de sortie est limité à 1 A. Ce circuit intégré, le L 272, existe en deux versions : un L 272 en boîtier Powerdip à 16 broches dont 8 sont à la masse et servent à l'évacuation des calories ; la seconde version, avec suffixe M, utilise un boîtier Minidip à 8 broches. Il va de soi que la puissance dissipée par ce boîtier est moins importante que celle du Powerdip.

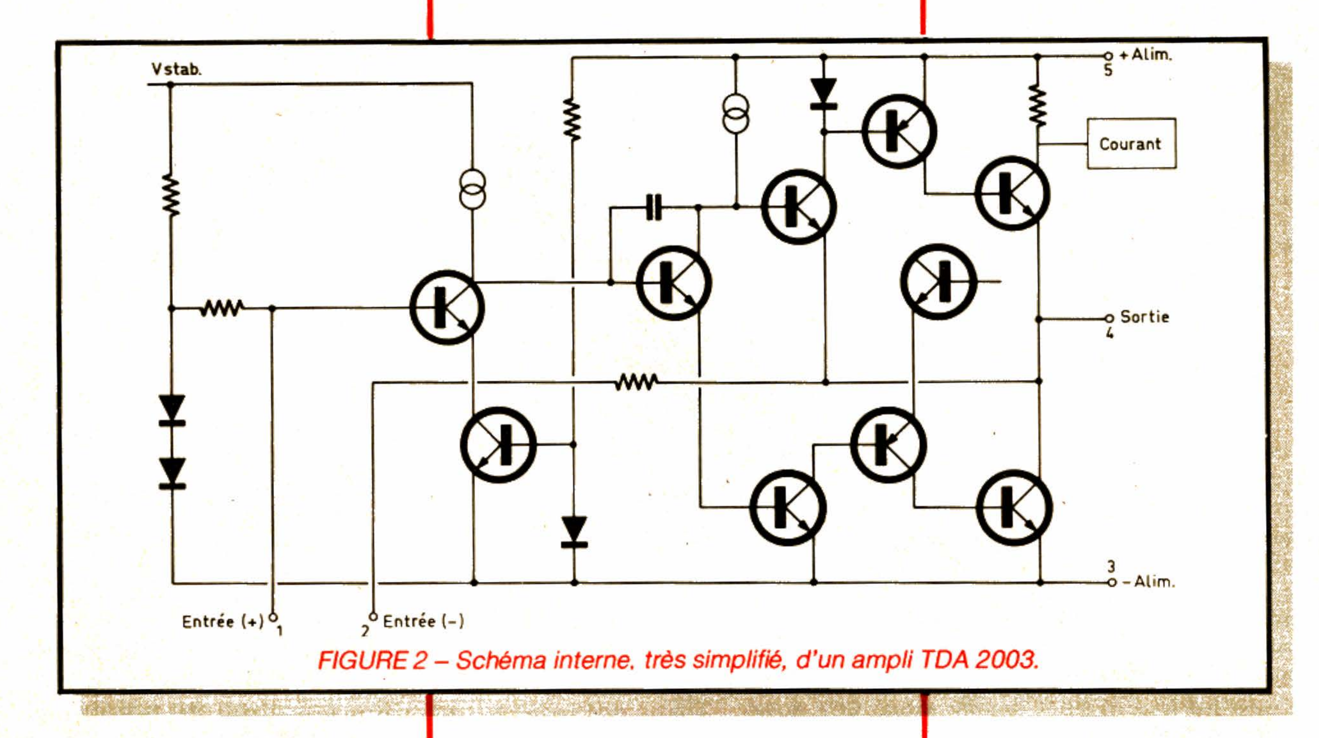


FIGURE 2 – Schéma interne, très simplifié, d'un ampli TDA 2003.

Les deux L 165 et L 465A sont des amplificateurs opérationnels simples tandis que le L 272 est un double ampli opérationnel en boîtier L 272, il attirera les amateurs d'asservissements miniatures. Signalons que SGS produit par ailleurs un double ampli audio « de puissance » utilisant les mêmes boîtiers que le L 272 ou le L 272M, ces circuits ne sont pas interchangeables, les amplis de puissance ayant été étudiés pour travailler avec alimentation asymétrique exclusivement.

Leur référence est TDA 2822M, nous en avons utilisés avec succès pour la réalisation d'asservissement de position.

Les Siemens

Siemens a présenté son amplificateur opérationnel de puissance TCA 365 après SGS, il s'agit d'une version améliorée du L 165. Il est sans doute plus facile d'améliorer un produit existant que d'en sortir un parfait d'un premier jet !

Plus tard, la firme allemande a eu la bonne idée de proposer un double amplificateur opérationnel de puissance, le TCA 2365 A. Il s'agit d'un circuit dont le courant de sortie est de 2,5 ampères, dans un boîtier SIL9. Ce boîtier, avec 9 broches en ligne et un radiateur à ailette, comporte deux amplificateurs de puissance, ce qui simplifie l'implantation, notamment dans le cas d'un montage en pont. Chaque amplificateur demande 3 broches, deux d'entrée et une de sortie, plus deux broches communes pour l'alimentation : cela nous en fait donc huit.

Siemens a ajouté une entrée, là encore commune aux deux circuits. Elle permet de couper les sorties, ce qui présente deux avantages :

– on réduit la consommation au repos du circuit intégré ;

– on bénéficie d'une impédance de sortie élevée, ce qui sera très intéressant pour une commande de moteur. En effet, lors d'une commande de moteur par A.O.P., on observe, au moment de la commande de l'arrêt, une inversion de la tension de commande du fait de la présence d'une force contre-électromotrice aux bornes du moteur.

Ce court-circuit interdit, par ailleurs, une commande par découpage de la tension d'alimentation. Une configuration classique d'ampli op entraînerait un freinage violent du moteur après chaque ordre, d'où une consommation excessive et une perte d'énergie sérieuse : cette entrée d'inhibition sera donc la bienvenue.

Mesures

Nous avons mesuré quelques-uns des paramètres des amplificateurs opérationnels de puissance, centrés sur le travail en commutation, c'est-à-dire lorsque les sorties sont saturées. Nous avons également mesuré la résistance interne, un paramètre intéressant pour un fonctionnement en régime linéaire, en continu ou en alternatif.

Cette résistance interne a été mesurée à 1 kHz en partant d'un montage d'un gain de 20 dB, soit 10.

La tension de saturation est un paramètre qui tient compte, bien sûr, de la résistance interne, mais aussi de la configuration des circuits de sortie. La technologie de diffusion, utilisée pour la réalisation des circuits intégrés, ne permet pas de réaliser de transistors PNP capables de se saturer correctement. On obtiendra donc une chute de tension relativement importante, plus élevée pour le transistor placé du côté positif de l'alimentation que pour celui placé du côté négatif.

Les temps de montée et de descente ont été mesurés sur une charge donnant un courant de 1 A pour les amplificateurs les plus puissants, et de 0,5 A pour le L 272. Ce paramètre change relativement peu avec la valeur du courant de sortie.

La vitesse de balayage en tension est mesurée en saturant l'amplificateur chargé (même charge que la précédente). Les performances parlent d'elles-mêmes.

On notera que les amplificateurs les plus rapides donnent plus facilement des oscillations parasites en régime li-

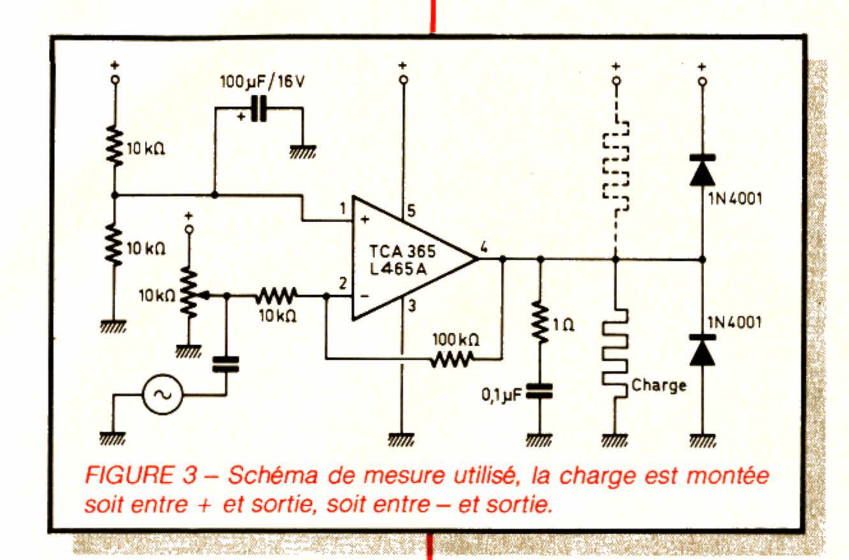


FIGURE 3 – Schéma de mesure utilisé, la charge est montée soit entre + et sortie, soit entre – et sortie.

néaire. Avec une charge contraignante et à l'approche de la saturation, on devra donc utiliser ces amplificateurs en prenant certaines précautions : découplage des réseaux de polarisation et au niveau des bornes d'alimentation. Les circuits intégrés sont, pour un montage identique, plus ou moins sensibles à ces oscillations, la disposition du circuit imprimé joue également son rôle.

En régime de saturation, en commutation, le problème des oscillations n'existe pratiquement pas.

Applications des amplificateurs opérationnels de puissance

Les applications de ces amplificateurs ne sont pas aussi nombreuses que celles des autres amplis op puisqu'elles impliquent une commande de puissance.

Ces amplificateurs pourront commander :

– des charges résistives pour une régulation de température, sans autre amplificateur opérationnel que celui de puissance ;

– des relais de puissance ; dans le cas d'une telle charge inductive, des diodes de protection seront câblées de manière à être polarisées en inverse sur la charge ; ces diodes empêcheront la tension de dépasser la tension d'alimentation d'une valeur supérieure à celle de la tension directe de la diode (fig. 3) ;

– des moteurs (commande linéaire de vitesse) asservissement de position et de vitesse.

Ces circuits intégrés peuvent aussi remplacer des circuits de régulation de tension ou créer un point milieu dans une alimentation stabilisée.

Conclusions

Les amplificateurs opérationnels de puissance, qu'ils soient simples ou doubles, apportent des solutions simples aux montages qui demandent une certaine puissance. Leurs performances – haute impédance d'entrée, gain élevé, basse résistance de sortie, rapidité –, associées à d'autres caractéristiques – taille réduite (celle d'un transistor en boîtier TO 220), protections diverses (électriques et thermiques) –, simplifient d'une façon considérable la conception des circuits. Essayez donc, en imagination, de les remplacer, protections comprises, par des dispositifs à composants discrets !

E. LEMERY

CARACTERISTIQUES DES CONSTRUCTEURS

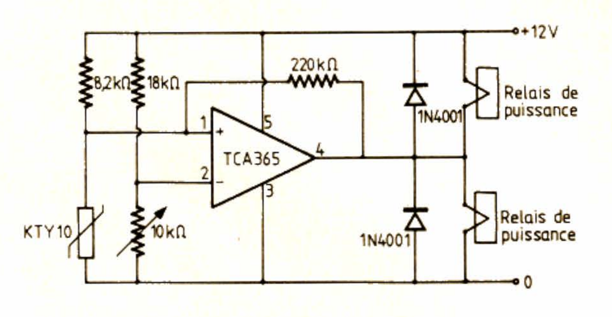
Ampli	L 165	L 465A	L 272M	TCA 365	TCA 2365A
Alimentation	± 6 à ± 18 V	± 3 à 20 V	4 à 28 V	± 4 à ± 18 V	± 4 à 13 V
Courant de repos	40 à 60 mA	45 mA	5,5 mA	20 mA	30 mA
Résistance d'entrée	500 kΩ	500 kΩ	500 kΩ	1 MΩ	5 MΩ
Gain en tension en boucle ouverte	80 dB	80 dB	70 dB	90 dB	80 dB
Courant de sortie maxi	3 A	4 A	1 A	3 A	2,5 A (× 2)
Dissipation maxi	20 W	20 W	1 W	15 W	7,5 W
Résistance thermique jonction boîtier	3 °C/W	3 °C/W	100 °C/W (jonct/amb.)	4 °/W	8 °/W
Courant de sortie		1 A, 2A, 3A	0,5 A, 1 A	1 A, 2 A, 3 A	1 A, 2 A, 2,5 A
Tension de saturation/– alim.		0,65 V, 1,11 V, 2,12 V	0,45 V, 0,84 V	1,92 V, 2,57 V, 3,36 V	1,07 V, 1,48 V, 1,74 V
Tension de saturation/+ alim.		1,13 V, 1,49 V, 1,96 V	0,96 V, 1,19 V	1,97 V, 2,6 V, 3,8 V	1,18 V, 1,6 V, 1,9 V
Temps de montée		+ 1 µs, – 1,3 µs	± 10 µs	± 1,2 µs	+ 1,4, – 1,6 µs
Vitesse de balayage en tension		12 V	0,9 V/µs	6,7 V/µs	6 V/µs
Résistance interne à 1 kHz		0,26 Ω	0,18 Ω	0,28 Ω	0,08 Ω

Tableau des mesures effectuées sur le type d'amplis OP de puissance.

SCHEMATHEQUE

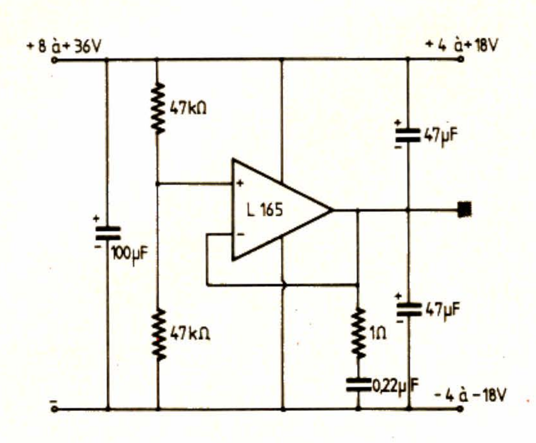
Régulation thermique tout ou rien

Un circuit intégré, quelques résistances, un capteur de température, tout est là pour réaliser ce régulateur. Le circuit est un amplificateur monté en trigger de Schmitt, la résistance de 220 kΩ assure l'hystérésis du circuit, le potentiomètre de 10 000 Ω, le réglage de la température. Le régulateur fonctionne de la façon suivante : lorsque le capteur est froid, sa résistance est faible, le KT Y 10 est en effet un capteur silicium à coefficient de température positif, sa valeur nominale est de 2 000 Ω à 20° C environ. Comme la résistance est faible, la tension de l'entrée non inverseuse est basse, la sortie se met à l'état bas. Lorsque la température s'élève, la résistance de la KT Y 10 augmente, la tension de l'entrée non inverseuse dépasse celle de l'entrée inverseuse. La sortie de l'amplificateur change d'état et devient positive, une fraction de la tension de sortie est transmise par la résistance de 220 kΩ qui augmente alors la tension de l'entrée non inverseuse, confirmant ainsi le passage du seuil de déclenchement. La tension de passage à l'état initial sera supérieure à celle ayant entraîné l'enclenchement. C'est ce qui nous donne l'hystérésis. Nous avons figuré ici deux relais de puissance dont les contacts seront capables de commander directement une puissance importante avec séparation galvanique du circuit de commande et de celui de puissance. Ce type de montage, compte tenu de la tension d'alimentation, peut être utilisé en automobile en tenant toutefois compte d'une possibilité de présence de surtension (moteur du démarreur, relais, etc.) nécessitant une protection, par exemple par SIOV.



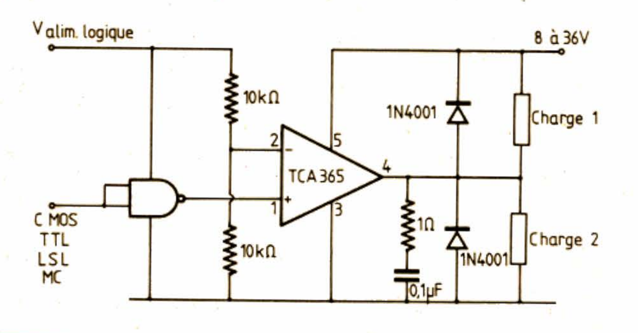
Point milieu d'alimentation

Un amplificateur opérationnel, par sa faible impédance de sortie dynamique et statique, peut constituer un point milieu pour un circuit d'alimentation symétrique. Ce point milieu servira de point de référence de masse pour des amplificateurs opérationnels. Le montage est en fait de type suiveur (on relie l'entrée inverseuse à la sortie polarisée par un pont de deux résistances). On notera que ce point (milieu si les deux résistances sont de valeur égale) peut très bien être situé à un autre endroit. La symétrie du point milieu rend symétriques aussi, les ondulations de l'alimentation. Si un circuit de petite puissance suffit pour l'alimentation de petits montages (on utilise 1/2 ou 1/4 de circuit intégré multiple), lorsque la demande en courant est plus importante, un montage de ce type permet de se tirer d'affaire. Si la consommation est identique pour les deux branches positive et négative de l'alimentation, le circuit intégré ne dissipera pratiquement pas d'énergie, il sera là pour garantir la basse impédance de la masse. Par contre, si la consommation est différente, on devra tenir compte des possibilités de dissipation du circuit intégré et prévoir un dissipateur thermique. On bénéficiera des protections internes du circuit intégré et on fera attention, en l'absence de prérégulation de tension, à ne pas dépasser la tension limite de fonctionnement du circuit intégré en l'absence de charge. Signalons enfin que la précision du point milieu dépend des tolérances des résistances.



Interface de puissance TTL, µP, C.MOS, etc.

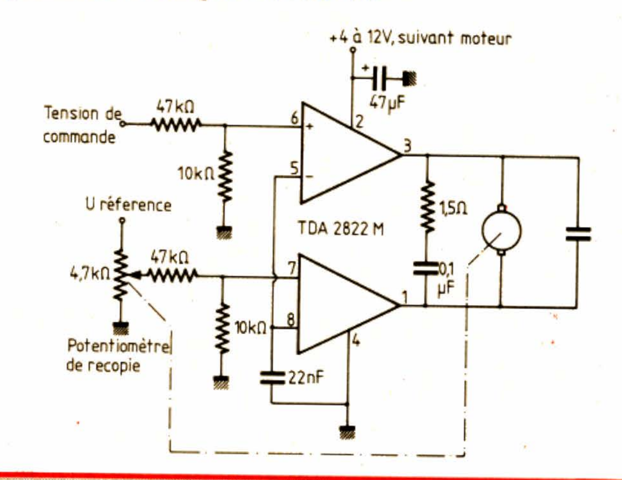
Un amplificateur opérationnel de puissance peut constituer une interface très pratique entre un circuit logique de basse puissance et une unité de puissance comme un relais, un moteur ou une lampe à incandescence (voyant de puissance par exemple). Le schéma que nous donnons ici se compose d'un circuit d'entrée et de polarisation de l'entrée et d'un circuit de sortie. Côté entrée, nous avons figuré une porte, elle sera constituée, par exemple, par un inverseur ou une sortie de bascule, tout dépend de ce qui se trouve devant. Un pont de deux résistances de même valeur établit, compte tenu de la très forte résistance interne d'entrée du circuit intégré, un pont diviseur de rapport 1/2. On aura donc à l'entrée inverseuse une tension égale à la moitié de la tension d'alimentation logique. L'ampli travaille en comparateur. On pourra éventuellement ajouter un système à hystérésis en renvoyant sur l'entrée non inverseuse une fraction de la tension de sortie. La sortie utilise un circuit stabilisateur RC classique et deux diodes de protection contre les charges inductives (relais par exemple). Ce montage peut alimenter une charge placée entre le pôle d'alimentation positif et la sortie, ou entre le pôle négatif et la sortie. La structure de la sortie étant quasi complémentaire.



Asservissement de position

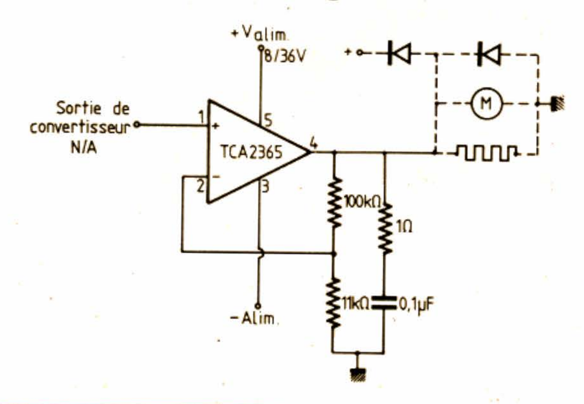
Sur ce schéma, nous n'utilisons pas, à proprement parler, d'amplificateur opérationnel mais un amplificateur de puissance audio (un modèle double) de SGS, le TDA 2822 M. En fait, il s'agit là d'une version audio dérivée du circuit L 272 du même constructeur. Ce circuit intégré, au lieu d'avoir deux entrées classiques, dispose d'un circuit interne de contre-réaction et de polarisation de l'entrée non inverseuse.

L'amplificateur utilise une structure en pont, la liaison entre les deux circuits intégrés se fait par les entrées inverseuses que l'on relie entre elles. L'un des amplificateurs reçoit, sur son entrée non inverseuse, une tension de commande, l'entrée homologue de l'autre amplificateur opérationnel de puissance étant reliée au potentiomètre de recopie. L'ordre de commande fait tourner le moteur dans le sens concerné par la valeur relative de la tension du potentiomètre de recopie et celle du signal de commande. Le moteur, grâce au montage en pont, pourra tourner dans les deux sens. La configuration des étages de sortie fait que l'on freine électriquement le moteur une fois que la position de consigne est atteinte.



Interface de puissance pour convertisseur N/A charge diverse

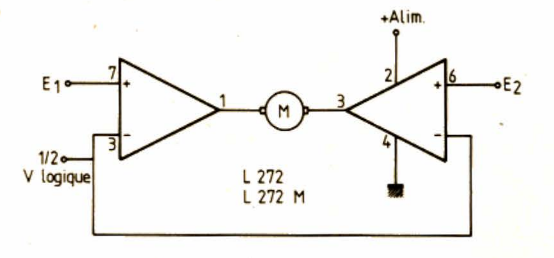
L'amplificateur opérationnel de puissance peut servir d'interface entre la sortie d'un convertisseur numérique/ analogique et une charge de puissance. La sortie du convertisseur numérique-analogique est reliée à l'entrée de l'amplificateur opérationnel de puissance, ce circuit est câblé pour avoir un gain de 10, il pourra alimenter des charges diverses : résistance de chauffage (pour une régulation de température numérique), moteur (commande numérique de vitesse de rotation). On pourra également utiliser ce montage pour réaliser un générateur de signaux de puissance programmé ou une alimentation stabilisée commandée par microprocesseur.



Commande de moteur en pont

Nous avons là un montage très simple réalisé à partir de deux amplificateurs opérationnels de puissance, montés en pont. Pour simplifier encore plus la réalisation, on utilise un double amplificateur opérationnel L 272 de SGS, amplificateur capable de débiter un courant de 1 A. Cet amplificateur permettra de commander des moteurs de petite puissance. Les deux entrées inverseuses des amplificateurs opérationnels sont reliées à un diviseur donnant la moitié de la tension d'alimentation des circuits logiques de commande. Les entrées E1 et E2 recevront chacune une tension logique 0 ou 1 qui déterminera le sens de rotation du moteur. On reconnaît ici un montage en pont. On notera également l'absence des habituelles diodes de protection des sorties de circuits intégrés, nous avons expérimenté ce montage sans installer de diodes et n'avons pas réussi à claquer le circuit. La résistance interne du circuit intégré empêche la propagation des surtensions et limite leur amplitude.

La haute impédance d'entrée des circuits permet d'attaquer le montage à partir de n'importe quel type de circuit logique ou microprocesseur, C.MOS et autre. (Pour le LM272M, le point 4 est à la masse. Pour le L272, ce sont les points 4, et 9 à 16.)

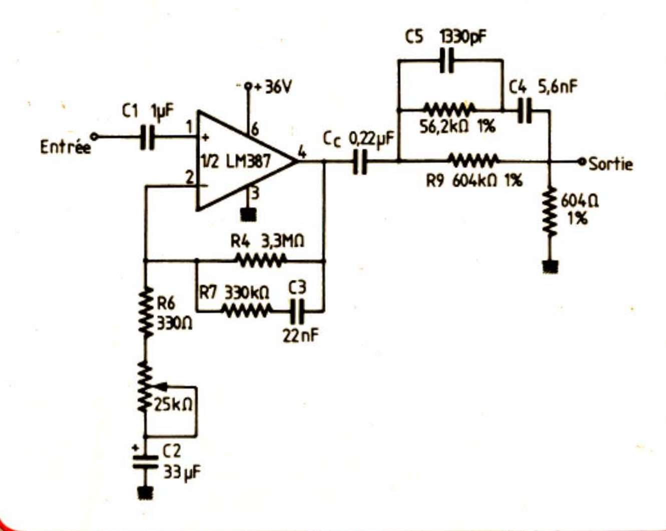


Générateur RIAA inverse

Ce générateur RIAA reproduit la courbe de gravure d'un disque. Il s'agit là d'un montage qui permet de tester la linéarité d'un préamplificateur RIAA sans avoir à comparer la courbe avec celle, théorique, s'étalant sur 40 dB.

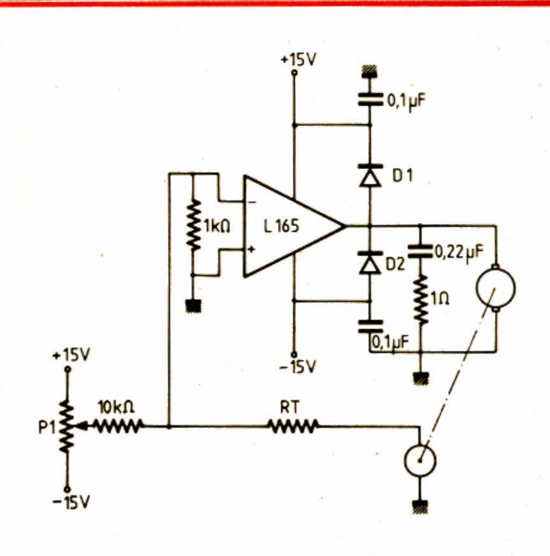
Le montage se compose d'un amplificateur à gain réglable, suivi d'un circuit passif RC. Il va de soi que la précision de la courbe de correction sera directement liée à celle des composants utilisés.

C'est dans pareil cas qu'il est bon de rappeler que la valeur des résistances s'ajoute lorsque celles-ci sont placées en série et que, pour les condensateurs, c'est lorsqu'ils sont montés en parallèle que cette addition a lieu. Par exemple : 1 330 pF = 1 000 pF et 330 pF branchés en parallèle. Ce générateur permettra, par exemple, de vérifier le comportement d'un préamplificateur RIAA en présence de signaux rectangulaires.



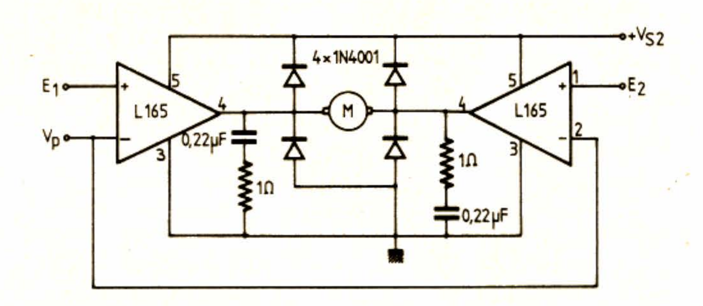
Asservissement de vitesse

Il s'agit là d'un montage dans lequel on a placé une génératrice tachymétrique à courant continu sur l'arbre d'un moteur. Cette génératrice est placée dans le réseau de contre-réaction, l'entrée inverseuse reçoit un mélange de la tension de sortie de la génératrice tachymétrique et de la tension de commande. Notez la présence de deux condensateurs de découplage aux bornes de l'alimentation, il s'agit là d'une précaution contre certaines oscillations, ces dernières n'existent pas toujours mais il est intéressant de prévoir un emplacement sur le circuit imprimé pour y porter remède, on ne sait jamais...



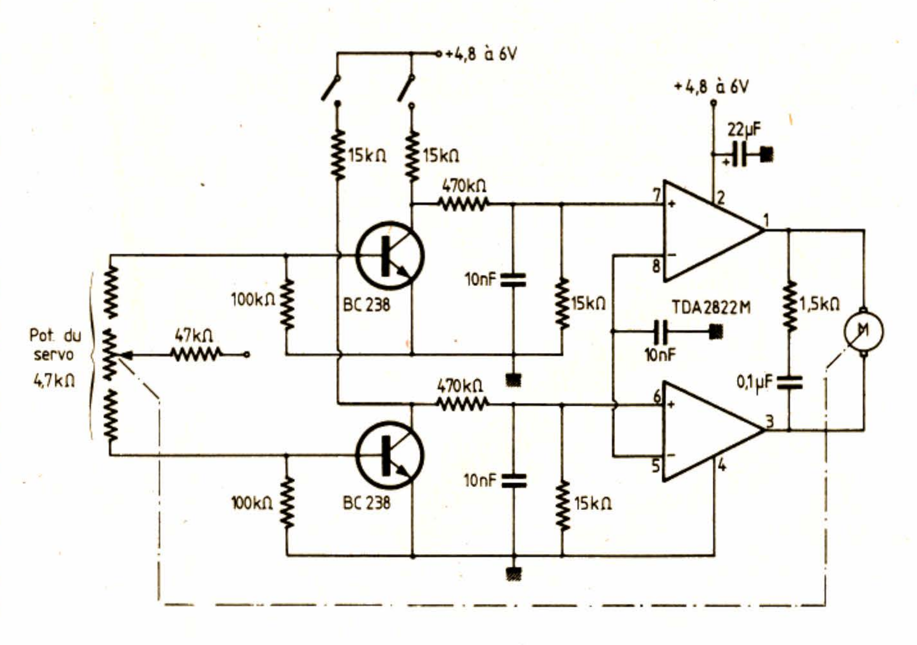
Commande de moteur bidirectionnelle

Ce montage permet de commander un moteur de puissance relativement importante compte tenu du courant de sortie élevé du circuit intégré adopté, le L 165 ou L 465 de SGS. Chaque amplificateur de puissance possède un étage de sortie en pont, étage à structure quasi complémentaire. Dans notre application où la commande se fait en tout ou rien, les sorties seront soit hautes soit basses. On retiendra dans ce montage l'impossibilité de mise en court-circuit des deux transistors de la même branche du pont. Un autre avantage de l'emploi d'amplificateurs de puissance intégrés est la présence de circuits de limitation de courant interne qui interviennent au démarrage. Avec ce montage, le moteur tournera dans un sens lorsque l'entrée E1 sera portée à un potentiel supérieur à celui du point de polarisation des entrées inverseuses, et dans l'autre sens en polarisant positivement l'entrée E2. Signalons aussi que le moteur est freiné électriquement au moment de l'arrêt, les deux étages de sortie étant à l'état conducteur et au même potentiel. Enfin, le fait d'envoyer une tension positive sur chacune des entrées entraîne l'arrêt du moteur.



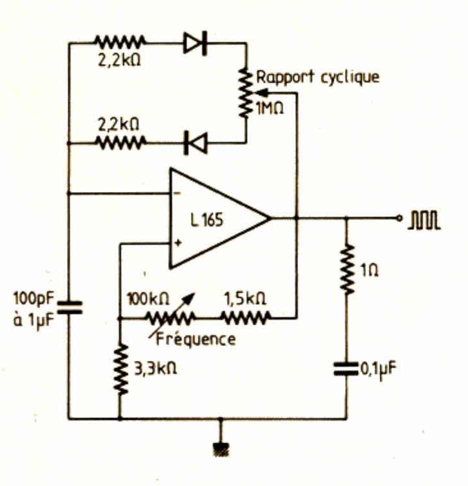
Amplificateur de servo progressif

Il s'agit là d'un retour en arrière, puisque nous avons déjà eu l'occasion de présenter ce montage dans nos colonnes. Dans ce montage, le moteur tourne lorsqu'il reçoit de l'un des deux interrupteurs un ordre de commande. Suivant l'interrupteur, le moteur tourne dans un sens ou dans l'autre. Nous avons ajouté ici deux transistors permettant de couper automatiquement le moteur lorsque le servo arrive en fin de butée. Au lieu de contacts, on utilise simplement la piste d'un potentiomètre de recopie, piste coupée en deux endroits correspondant aux extrémités de la course désirée. En fin de course, le transistor shunte le signal de commande et met l'entrée à la masse. Le moteur s'arrête alors. On utilise ici un double ampli audio de puissance utilisé en tout ou rien. Sa structure est proche de celle d'un double ampli op.



Générateur de signaux de puissance à rapport cyclique variable

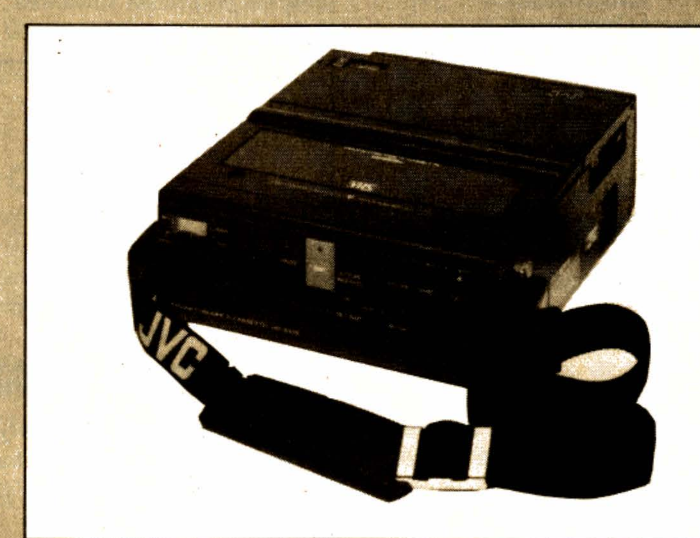
Il s'agit là de l'extrapolation d'un montage classique : un multivibrateur astable à ampli op, en version de puissance. Nous avons un circuit à rétroaction positive sur l'entrée non inverseuse et un circuit de charge et décharge de condensateur sur l'entrée inverseuse. Les deux diodes permettent de sélectionner une constante de temps différente pour la charge et la décharge du condensateur, la somme des deux résistances reste fixe grâce à l'emploi d'un potentiomètre de réglage du rapport cyclique à point milieu. Des résistances de butée évitent d'obtenir un signal trop étroit ou, pour le réglage de fréquence, de court-circuiter l'entrée et la sortie. Ce type de générateur peut être employé pour commander directement un haut-parleur, le montage utilise une alimentation à point milieu, il peut être réalisé avec alimentation asymétrique moyennant l'emploi d'un pont diviseur (2 résistances de 6,8 kΩ entre + et – d'alimentation) à la place de la résistance de 3,3 kΩ. Dans une telle éventualité, la tension moyenne de sortie de l'amplificateur ne sera pas nulle.

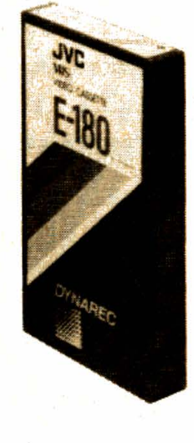


BLOC-NOTES

VIDEO PORTABLE

Contrairement aux systèmes vidéoportables intégrés type « vidéomovie », un système modulaire offre l'avantage de pouvoir choisir sa caméra. La solution JVC est (à côté du VHS-C intégré) le HR-S10, un magnétoscope utilisant la cassette VHS standard qui ne pèse que 2,4 kg. Il propose néanmoins la recherche visuelle rapide, le doublage audio, l'insertion de séquences et la lecture avant et arrière. Il peut également être utilisé comme magnétoscope de salon avec le tuner-programmateur TU-S10 (8 programmes sur 14 jours). Il est, de plus, compatible Canal Plus.





En complément, JVC propose les caméras GZ-3 et GX-N7 autofocus (on peut également utiliser une caméra VHS d'une autre marque) et la toute nouvelle GX-N4S Lolux. Cette dernière peut enregistrer avec un éclairement minimum de 10 lux (ouverture f : 1,2). Son poids : 0,95 kg.

Distribution : JVC Vidéo France, 6, avenue du 18-Juin-1940, 92500 Rueil-Malmaison.

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Comme nous l'avons annoncé dans notre précédent numéro, nous publierons régulièrement des énoncés proposés aux examens, avec leurs solutions. Nous n'avons pas la prétention de donner les solutions les plus élégantes, et nous voulons espérer que les enseignants concernés voudront bien nous faire part de leurs remarques et commentaires, voire même nous apporter un complément d'informations, leurs propres énoncés et... leurs solutions, et peut-être (aussi) signaler les imperfections toujours redoutables et, hélas ! inévitables parfois, de nos développements. Par ailleurs, on ne perdra pas de vue qu'un problème avec solution n'est réellement profitable, au niveau de la préparation aux examens ou même au titre de la formation, que s'il fait, après lecture de l'énoncé, l'objet d'une recherche personnelle, préalable obligatoire pour que la lecture de la solution soit enrichissante... En dehors de l'effort, point de salut !
Le problème ci-après a été donné au baccalauréat F2 à Grenoble en 1978.

Enoncé

1° Soit le filtre de la figure 1 alimenté par une tension sinusoïdale de pulsation ω.

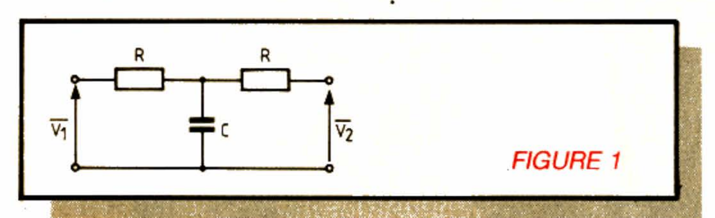


FIGURE 1

Montrer que la fonction de transfert :

$$\overline{T} = \frac{\overline{V_2}}{\overline{V_1}} = \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

Calculer le module de $\overline{T}$ noté T.

Quelle est la valeur maximale T_{max} de T ?

Déterminer la fréquence de coupure à – 3 dB (pour laquelle $T = \frac{T_{max}}{\sqrt{2}}$).

Application numérique : R = 10 kΩ ; C = 20 nF.

2° Déterminer le schéma équivalent de Thévenin du filtre vu de la sortie.

3° On charge le filtre par une résistance R_L = R. Déterminer la nouvelle fonction de transfert $\overline{T'}$, en déduire le module T', la valeur maximale de T' et la fréquence de coupure à – 3 dB.

4° On associe un filtre du même type à un amplificateur A conformément à la figure 2 avec r = 2R. Les résistances R ont même valeur que précédemment. Cet amplificateur possède les propriétés suivantes :

i = 0 ; v = 0

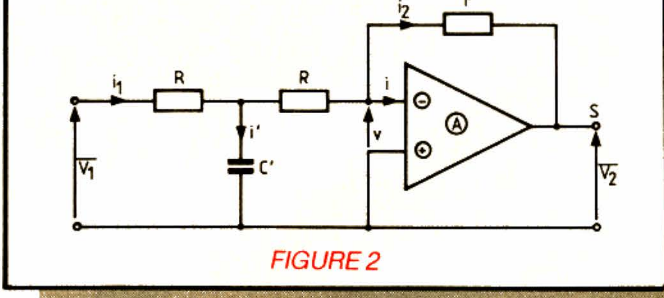


FIGURE 2

a) Exprimer les courants $\overline{I_2}$, $\overline{I'}$ et I_1 en fonction de $\overline{V_2}$.

b) Etablir la fonction de transfert $\overline{T''} = \overline{V_2}/\overline{V_1}$ et calculer le module T'' et la valeur de C' pour avoir la même fréquence de coupure qu'au 1°.

c) A la sortie de S, on charge par une résistance R_L = R.

T'' et la fréquence de coupure sont-ils modifiés, sachant que la résistance de sortie de cet amplificateur peut être considérée comme nulle ?

Solution

QUESTION 1

Avec le sens des courants de la figure 3 :

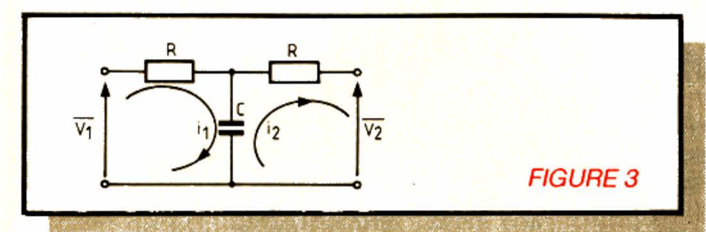


FIGURE 3

$$\overline{V_1} = \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \overline{I_1} - \frac{1}{jC\omega} \overline{I_2} \qquad (1)$$

$$\overline{V_2} = \frac{1}{jC\omega} \overline{I_1} - \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \overline{I_2} \qquad (2)$$

La sortie du filtre n'étant pas chargée, $I_2 = 0$ et (1) et (2) deviennent :

$$\overline{V_1} = \left(R + \frac{1}{jC\omega}\right) \overline{I_1} \qquad (1')$$

$$\overline{V_2} = \frac{1}{jC\omega} . \overline{I_1} \qquad (2')$$

d'où, en faisant le rapport de (1') et (2'), la fonction de transfert :

$$\overline{T} = \frac{\overline{V_2}}{\overline{V_1}} = \frac{1}{1 + jRC\omega} . \qquad (3)$$

$\overline{T}$, fonction de transfert, a pour module T :

$$T = \frac{1}{\sqrt{1 + R^2C^2\omega^2}} \qquad (3')$$

T prend sa valeur maximale T_{max} quand le dénominateur de (3') est minimal, ce qui a lieu pour $\omega = 0$. Alors $T = T_{max} = 1$.

La fréquence de coupure à – 3 dB est celle pour laquelle $\sqrt{1 + R^2C^2\omega^2} = \sqrt{2}$, ce qui a lieu pour :

$\omega = 1/RC$ et $f = \omega/2\pi = 1/2\pi RC$.

Application numérique :

$R = 10\ k\Omega = 10^4\Omega$, $C = 20\ nF = 2 . 10^{-8}F$

d'où $f \simeq 796$ Hz.

QUESTION 2

Le schéma équivalent de Thévenin s'obtient en mesurant l'impédance interne du filtre, $\overline{V_1}$ étant court-circuité, ce qui donne l'impédance $\overline{Z}$ du générateur de Thévenin et en mesurant la tension de sortie à vide, ce qui fournit la f.e.m. du générateur de Thévenin. Dans le cas présent, la f.e.m. du générateur de Thévenin est égale à $\overline{V_2}$, donc à $\overline{T} . \overline{V_1}$.

Quant à Z, c'est l'impédance mesurée figure 4.

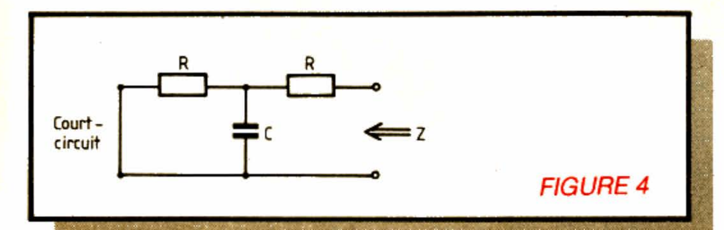


FIGURE 4

$$\overline{Z} = R + \frac{R . \frac{1}{jC\omega}}{R + \frac{1}{jC\omega}} .$$

$$\overline{Z} = R \left(1 + \frac{1}{1 + jRC\omega}\right) \qquad (4)$$

d'où le schéma équivalent de la figure 5.

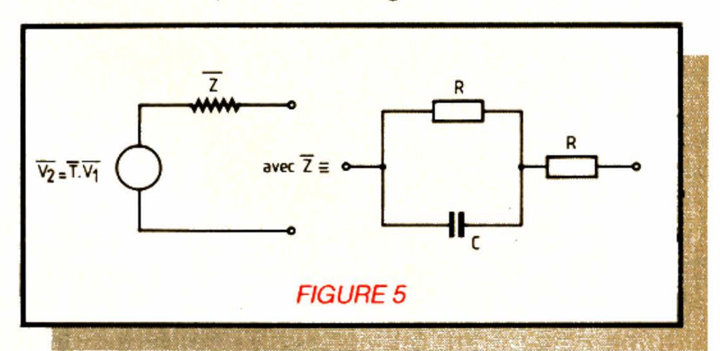


FIGURE 5

QUESTION 3

Pour résoudre cette question, nous utiliserons le schéma équivalent de Thévenin. R_L et Z constituent un diviseur potentiométrique, d'où :

$$\frac{\overline{V_2}}{\overline{V_1} . \overline{T}} = \frac{R_L}{R_L + \overline{Z}}$$

et $$\frac{\overline{V_2}}{\overline{V_1}} = \overline{T'} = \frac{R_L}{R_L + \overline{Z}} . \overline{T}$$

soit, avec $R_L = R$ et $\overline{Z}$ tirée de (4) :

$$\overline{T'} = \frac{R}{R + R\left(1 + \frac{1}{1 + jRC\omega}\right)} . \frac{1}{1 + jRC\omega}$$

$$\overline{T'} = \frac{1}{3 + 2jRC\omega}$$

Il vient pour T', module de $\overline{T'}$:

$$T' = \frac{1}{\sqrt{9 + 4R^2C^2\omega^2}}$$

qui sera maximal pour la valeur minimale du dénominateur de T', soit donc ici encore pour $RC\omega = 0$. Nous aurons alors : $T' = T'_{max} = 1/3$.

La fréquence de coupure à – 3 dB aura lieu pour ω telle que $9 = 4 R^2C^2\omega^2$, soit :

$$\omega = \frac{3}{2} . \frac{1}{RC} \text{ et } \quad f = \frac{\omega}{2\pi} = \frac{3}{2} . \frac{1}{2\pi RC}$$

Application numérique :

Cette nouvelle valeur de f est supérieure à celle de la question 1 puisqu'elle multiplie cette dernière par un facteur 3/2.

On trouve : $f \simeq 1\ 194$ Hz.

QUESTION 4

a) Avec les notations de la figure 6, $\overline{V_{C'}}$ étant la tension aux bornes de C', et compte tenu du fait que i = 0 et v = 0 par hypothèse, nous avons :

$$\overline{I_2} = \frac{1}{R} . \overline{V_{C'}} = -\frac{1}{r} . \overline{V_2} \qquad (5)$$

Par ailleurs :

$\overline{I'} = jC'\omega\, \overline{V_{C'}}$

et, compte tenu de (5) :

$$\overline{I'} = -jC'\omega . \frac{R}{r} . \overline{V_2} = -jC'\omega . \frac{\overline{V_2}}{2} \text{ (si r = 2R)} \qquad (6)$$

En additionnant (5) et (6), il vient :

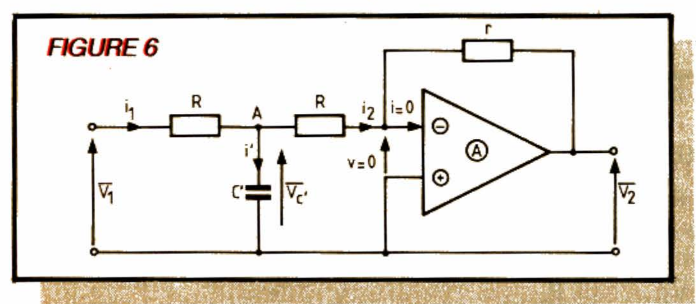
$$\overline{I_1} = \overline{I'} + \overline{I_2} = -(1 + jRC'\omega) . \frac{V_2}{r} \qquad (7)$$

(5), (6) et (7) sont les trois relations demandées.

b) $\overline{V_1} = \overline{RI_1} + \overline{V_{C'}}$

soit, en tenant compte de (5) et (7) :

$$V_1 = -R(1 + jRC'\omega) . \frac{\overline{V_2}}{r} - \frac{R}{r} . \overline{V_2}$$



$$= -(2 + jRC'\omega) . \frac{R}{r} . \overline{V_2}$$

d'où :

$$\overline{T''} = \frac{\overline{V_2}}{\overline{V_1}} = -\frac{r}{(2 + jRC'\omega) R} .$$

qui admet pour module :

$$\overline{T''} = \frac{r}{R} . \frac{1}{\sqrt{4 + R^2C'^2\omega^2}} = \frac{2}{\sqrt{4 + R^2C'^2\omega^2}} \text{ pour r = 2R}$$

dont la valeur maximale $T'' = T''_{max}$ a lieu pour $\omega = 0$. Ce qui conduit à $T''_{max} = r/2R = 1$ puisque $r = 2R$ et aux pulsation et fréquence de coupure à – 3 dB :

$$\omega = 2/RC' \quad \text{et} \quad f = 1/\pi RC'.$$

Pour qu'il y ait égalité avec la fréquence de coupure de la question 1, nous devons avoir l'égalité :

$$1/2\pi . RC = 1/\pi RC'$$

soit C' = 2C.

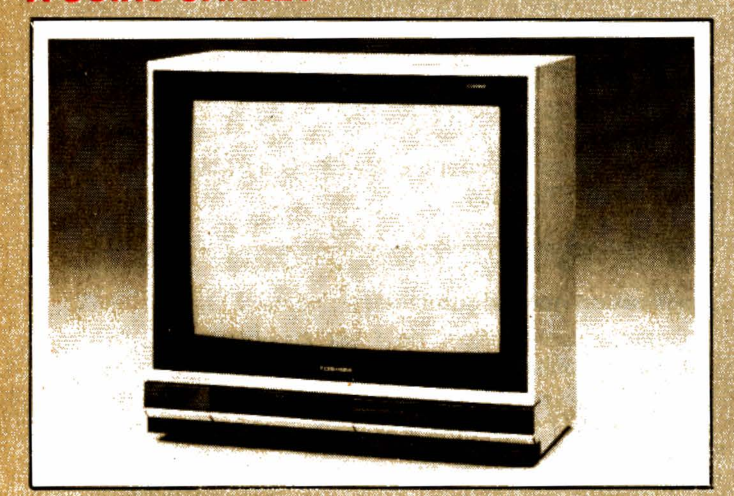
L'application numérique donne C' = 2C = 40 nF.

c) L'impédance de sortie de l'amplificateur étant considérée comme nulle, la mise en parallèle d'une résistance $R_L = R$ sur cette sortie ne change rien à la valeur de la résistance de sortie qui reste nulle. Par conséquent, T'' et la fréquence de coupure ne sont pas modifiées, au contraire de ce qui a été vu question 3.

C. PANNEL

BLOC-NOTES

A COINS CARRES



L'écran 53 cm du nouveau téléviseur Toshiba 21 RM-T est à coins carrés et à bords rectilignes. Le tuner à 16 canaux se commute automatiquement en Pal ou en Secam. Le 21 RM-T est livré avec une télécommande à infrarouges et l'inévitable prise péritel.

Distribution : N.A.V.S., Z.A. de Courtabœuf, B.P. 62, 91942 Les Ulis Cedex.

RADIO AMATEUR ET MICRO-ONDES

Une grande réunion sur le thème « Radio amateur et micro-ondes » aura lieu le dimanche 19 mai 1985, de 9 heures à 17 heures, à la maison des Jeunes et de la Culture, rue Janisset-Foebert, 77 Cesson. Un radioguidage est prévu sur 145.525. Les principaux thèmes abordés seront : vulgarisation, exposition et démonstration de transmission en hyperfréquences 10 et 24 GHz ; Météosat, TV satellite ; réglages, appareils de mesure ; échanges et ventes.

Renseignements : F6DPH, Philippe Millet, La Renardière, route de Sivry, 77770 Chartrettes.

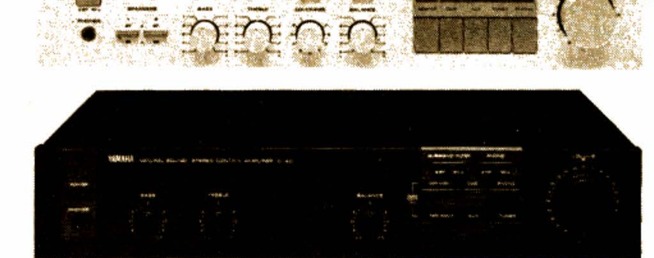
Tél. : (6) 452.29.85.

VIDEOTOMNE 85

La Fédération française de vidéo amateur propose de rassembler chaque année les passionnés de vidéo dans des manifestations communes. Elle a choisi l'époque où l'été se termine, lorsque la nature varie ses couleurs, pour fêter la vidéo. Cette année, « Vidéotomne » s'ouvrira avec deux festivals à thème : les Assises nationales de la vidéo permettront de terminer l'année en abordant deux sujets d'actualité : l'équipement vidéo et la télévision locale.

Renseignements : F.F.V.A., B.P. 55, 95322 Saint-Leu-la-Forêt Cedex. Tél. : (3) 995.51.50 (le soir).





CHAINE YAMAHA 420

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **YAMAHA A 420**
- une table de lecture **DUAL CS610Q**
- deux enceintes acoustiques **CABASSE DINGHY 221**

L'amplificateur YAMAHA A 420
Puissance : 2 × 40 W/8 Ω.
Distorsion : 0,007 %.
Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz (+ 0 ; – 0,2 dB).
Rapport signal/bruit : phono : 86 dB.

La table de lecture DUAL CS610Q
Platine semi-automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,06 % (DIN).
Rapport signal/bruit : 75 dB (pondéré).

L'enceinte acoustique CABASSE DINGHY 221
Puissance : 40 W.
Sensibilité : 98 dB/1 W/1 m.
Impédance : 4, 8 ou 16 Ω.

CHAINE YAMAHA

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **YAMAHA M40**
- un préamplificateur **YAMAHA C40**
- une table de lecture **TECHNICS SL-DL1**
- deux enceintes acoustiques **CABASSE SAMPAN 303**

L'amplificateur YAMAHA M40
Puissance : 2× 120 W/8 Ω.
Bande passante : 10 à 100 000 Hz.
Sensibilité d'entrée : 1,07 V/20 kΩ.
Rapport signal/bruit : 127 dB.

Le préamplificateur YAMAHA C40
Distorsion : phono : 0.02 % : aux. : 0,002 %.
Réponse en fréquence : 20 à 20 000 Hz (+ 0 ; – 0,2 dB).
Rapport signal/bruit : 127 dB.

La table de lecture TECHNICS SL-DL1
Platine automatique à entraînement direct.
Vitesses : 33 1/3, 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0,025 %.
Ronronnement : 78 dB (DIN-B).

L'enceinte acoustique CABASSE SAMPAN 303
Puissance : 110 W.
Sensibilité : 94 dB/1 W/1 m.
Impédance : 8 Ω.
Réponse en fréquence : 60 à 20 000 Hz ± 3 dB.

CHAINE KENWOOD

Cette chaîne comprend :
- un amplificateur **KENWOOD KA-92B**
- un tuner **KENWOOD KT42**
- une table de lecture **DUAL CS514**
- deux enceintes acoustiques **DYNAMIC SPEAKER DS912**

L'amplificateur KENWOOD KA-92B
Puissance : 2 × 110 W/8 Ω.
Distorsion : 0,003 %.
Réponse en fréquence : 5 à 100 000 Hz.
Rapport signal/bruit : 79 dB.

Le tuner KENWOOD KT42
Gammes reçues : PO, GO, FM.
Sensibilité FM : 3 µV.
Rapport signal/bruit : 76 dB.
Sélectivité : 50 dB.

La table de lecture DUAL CS514
Platine semi-automatique à entraînement par courroie.
Vitesses : 33 1/3 et 45 tours/mn.
Pleurage et scintillement : 0.08 %.
Rapport signal/bruit : 68 dB pondéré.

L'enceinte acoustique DYNAMIC SPEAKER DS912
Puissance : 120 W.
Réponse en fréquence : 35 à 20 000 Hz.
Impédance : 8 Ω.

Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

MODALITES DE FONCTIONNEMENT DU COURRIER DES LECTEURS

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

• Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

• Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

• Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

• Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

• Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 02.10-F : M. René DELORME, 90 BELORT désire connaître les caractéristiques et le brochage du circuit intégré Motorola type MC 14541.

Le circuit intégré Motorola type MC 14541 est un « timer » programmable constitué essentiellement d'un compteur binaire à 16 étages et d'un oscillateur intégré utilisé conjointement avec un condensateur et deux résistances extérieurs. Alimentation Vdd = 3 à 18 V ; fréquence maximale de l'oscillateur = 100 kHz ; courant d'entrée = 0,1 à 0,3 µA ; courant de sortie = 5 à 10 mA.

La fréquence de l'oscillateur est égale à :

$$F = \frac{1}{2{,}3\, R_{tc}\, C_{tc}}$$

si 1 kHz < F < 100 kHz

et $R_s \simeq 2\, R_{tc}$ où $R_s \geqslant 10\ k\Omega$.

Brochage : voir figure RR-02.10.

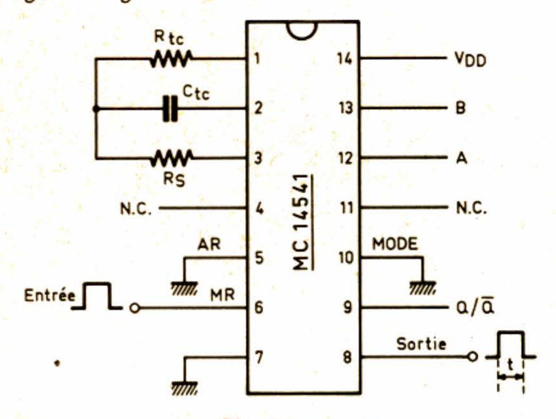


Fig. RR – 02.10

RR-02.11 : M. Pierre MEZARD, 49 ANGERS, nous demande :
1° les caractéristiques de divers semiconducteurs ;
2° Comment « démonter » un circuit intégré.

1° Voici les caractéristiques maximales des semiconducteurs dont vous nous entretenez :

BD 304 : *transistor silicium PNP ; Pc = 55 W ; Ic = 8 A ; Vcb = 60 V ; Veb = 5 V ; Vce = 60 V ; h fe = 30 pour Ic = 2 A et Vcb = 2 V ; Ft = 3 MHz.*

2N 5206 : *thyristor ; tension inverse à l'état bloqué = 1 000 V ; intensité directe 22 A ; gâchette = 3 V 80 mA.*

2N 681 : *thyristor ; tension inverse à l'état bloqué = 25 V ; intensité directe = 16 A gâchette = 3 V 80 mA.*

1N 1184 : *diode redresseuse silicium ; tension inverse de crête = 100 V ; intensité directe = 35 A.*

1N 3891 : *diode de commutation silicium ; tension inverse de crête = 200 V ; intensité directe = 1 A ; temps de commutation = 200 ns.*

1N 3903 : *diode de commutation silicium ; tension inverse de crête = 400 V ; intensité directe = 1 A ; temps de communication = 200 ns.*

2° Pour échanger un circuit intégré, il faut d'abord le dessouder proprement, et pour cela il est nécessaire de posséder un fer à dessouder à pompe.

S'il s'agit plus modestement de récupérer des circuits intégrés, veuillez vous reporter à nos articles publiés dans nos numéros 1692 (p. 66) et 1696 (p. 190).

RR – 02.12-F : M. Laurent VALOIS, 34 BEZIERS, nous demande :
1° les caractéristiques et les brochages des semiconducteurs BR 101 et BCY 87 ;
2° les schémas d'un récepteur et d'un émetteur (séparés) 27 MHz.

1° Caractéristiques maximales du thyristor à double gâchette BR 101 :

Tension inverse à l'état bloqué = 50 V ; intensité directe = 175 mA ; Pt = 0,275 W ; gâchette K = 1,2 V 1 mA ; gâchette A = 1,4 V 50 mA.

Caractéristiques maximales *du transistor double* BCY 87 : *Silicium NPN ; Pc = 150 mW ; Ft = 10 MHz ; Vcb = 45 V ; Vce = 40 V ; Veb = 5 V ; Ic = 30 mA ; h fe = 100 pour Ie = 50 nA et Vcb = 10 V.*

Brochages : voir figure RR-02.12.

2° Le montage d'un récepteur 27 MHz a fait l'objet d'une description publiée dans le numéro 411, page 137, de la revue Radio-Plans *à laquelle nous vous prions de bien vouloir vous reporter.*

En ce qui concerne l'émetteur, nous ne vous conseillons pas de le réaliser vous-même, puisque le montage doit obligatoirement être homologué par les P.T.T.

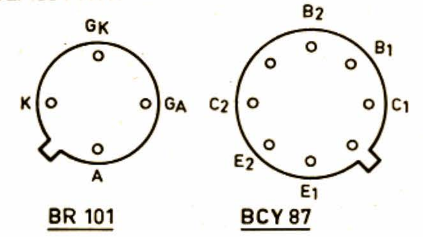


Fig. RR – 02.12

RR – 02.13 : M. Raymond BERNAY, 91 EVRY, nous pose de nombreuses questions se rapportant à l'audio-fréquence.

1° Dans le cas d'un tweeter, la valeur du condensateur à monter en série dépend de la fréquence *de coupure et de* l'impédance.

On ne peut parler de filtre... avec les formules classiques habituelles que lorsqu'il y a association de condensateurs et de self-inductances.

2° Vous semblez confondre impédance et résistance. Ce que vous mesurez à l'ohmmètre est la résistance en courant continu. L'impédance *est la résistance apparente présentée à la fréquence de 1 000 Hz. Très approximativement, il faut multiplier la résistance en courant continu indiquée par l'ohmmètre par 1,5 pour obtenir sensiblement l'impédance de la bobine mobile. Ce qui ferait donc environ 15 Ω dans votre cas.*

Une telle enceinte de 15 Ω doit être branchée sur une sortie d'amplificateur de 15 à 16 Ω. En branchant de telles enceintes sur des sorties de 4 ou de 8 Ω, vous risquez de provoquer la destruction des transistors de l'étage final par tension de break-down (charge insuffisante).

3° Il n'est pas possible de réduire l'impédance d'une enceinte en montant des résistances en parallèle, d'abord parce qu'il faudrait utiliser des résistances bobinées d'une puissance de dissipation importante, et ensuite parce que la moitié de la puissance BF disponible en sortie de l'amplificateur serait perdue et dissipée en pure perte en chaleur dans ces résistances. Le cas échéant, si vous ne voulez pas remplacer vos haut-parleurs, il vous faut utiliser un auto-transformateur adaptateur d'impédances (voir notre numéro 1711, page 144).

4° Il n'est pas du tout obligatoire d'utiliser un régulateur de tension extérieur pour l'alimentation d'une chaîne Hi-Fi. Nous pensons qu'il s'agit d'une chaîne récente, à transistors, et l'alimentation interne est déjà régulée.

Quant aux parasites dont vous êtes victime, vous pouvez effectivement essayer de monter un condensateur de 0,1 µF sur chaque fil du secteur, l'autre extrémité des condensateurs étant reliée ensemble et aboutissant à une prise de terre.

Nous avons indiqué les caractéristiques de fabrication d'un filtre secteur antiparasite dans le numéro 1383 (p. 335) et dans le numéro 1490 (p. 215).

De plus, il existe maintenant de nombreux modèles de filtres antiparasites « secteur » commerciaux de faible encombrement et de grande efficacité (chez Schaffner, par exemple, 5, rue Michel-Carré, 95100 Argenteuil).

5° La différence de qualité constatée peut être due à de multiples raisons : capteur, amplificateur, haut-parleurs, courbes de réponse « amplitude/fréquence » différentes, etc... De toute façon, tel ou tel amplificateur ne saurait être modifié ; nous l'avons dit maintes fois, un quelconque montage réalisé sur circuits imprimés n'est pas modifiable.

6° Pour détecter une panne dans un montage quelconque (sans démonter les composants), il faut d'abord disposer du schéma de l'appareil, schéma indiquant les tensions que l'on doit avoir en divers points des circuits, aux électrodes des transistors ou circuits intégrés, etc... Puis, on mesure les tensions présentes sur l'appareil et on les compare. Lorsqu'on trouve une différence, il y a de fortes chances pour que cela soit sur le circuit défectueux ; reste à en trouver la cause.

RR – 02.09 : M. Georges VIAL, 13 ARLES, nous demande divers conseils se rapportant à la réception TV en DX.

1° Il est absolument impossible de présumer des stations de télévision susceptibles d'être reçues en DX-TV ; aucune réception de ce genre ne peut être considérée comme régulière ou commerciale. Cela dépend essentiellement de la topographie du terrain, de la hauteur de l'antenne et de son environnement, et surtout... des conditions de propagation !

2° Les meilleurs résultats sont généralement obtenus à l'aide de deux antennes du type log-périodique, l'une VHF, l'autre UHF, chacune munie de son propre préamplificateur large bande, le tout étant installé au sommet d'un pylône métallique muni d'un rotateur (commandé depuis l'appartement) permettant l'orientation optimale de l'antenne en service. Et cela, sans coupleur, ni séparateur, donc avec un câble de descente par antenne.

3° Des schémas de montage de préamplificateurs d'antennes TV ont été publiés dans nos revues suivantes :

Haut-Parleur *n° 1544, page 254.*

Radio-Plans *n° 373 (p. 70) et n° 381 (p. 54).*

Electronique Applications *n° 7, page 51.*

Nous ne vous dissimulerons cependant pas que la mise au point et les réglages de tels amplificateurs sont assez délicats et nécessitent tout de même un minimum d'appareils de mesure. En conséquence, compte tenu du prix relativement bas de tels amplificateurs d'antennes TV à large bande du commerce, nous pensons que leur construction par l'amateur n'est guère justifiée... d'autant que vous nous dites ne disposer comme outillage que d'un fer à souder !

RR – 02.16 : M. Philippe THORAL, 56 LORIENT, se propose d'utiliser son récepteur auto-radio, soit sur sa voiture, soit dans son appartement, avec le maximum possible de qualités auditives.

Pour une audition avec le maximum de performances en appartement, avec les haut-parleurs à votre disposition, vous pourriez réaliser des enceintes closes parallélépipédiques aux dimensions suivantes : hauteur = 40 cm ; largeur = 25 cm ; profondeur = 20 cm ; épaisseur des panneaux en bois aggloméré = 25 mm.

Mais vous nous dites vouloir utiliser aussi votre appareil en voiture... Alors, nous voyons mal de telles enceintes dans un véhicule ! Vous ne pouvez pas non plus envisager le démontage de haut-parleurs d'un type d'enceintes à un autre type moins encombrant à chaque fois ! Les deux modes d'utilisation envisagés ne sont guère compatibles ! Ou alors, prévoyez deux jeux différents d'enceintes et haut-parleurs.

Les récepteurs auto-radio sont conçus pour être employés avec une antenne télescopique-fouet ; même en appartement, c'est normalement le même type d'antenne qui doit être envisagé. Quant à l'alimentation, ou bien vous utilisez également un accumulateur 12 V, ou bien vous utilisez une alimentation à partir du secteur délivrant une tension continue stabilisée de 12 à 13 V en sortie.

RR – 02.17 : M. Alain MEGNERY, 87 LIMOGES, nous demande :
1° quel type d'antenne utiliser dans le cas d'un récepteur OC à couverture générale jusqu'à 30 MHz ;
2° des précisions au sujet du testeur de semiconducteurs décrit dans notre numéro 1636, page 240.

1° Pour un récepteur de trafic à couverture générale jusqu'à 30 MHz, sans favoritisme pour telle ou telle bande, il faut utiliser une antenne apériodique en L ; veuillez par exemple vous reporter à notre numéro 1681, page 166.

2° En ce qui concerne le testeur de semiconducteurs décrit dans le numéro 1636, à partir de la page 240, nous devons vous apporter les précisions suivantes :

a) L'alimentation doit être effectuée en ± 9 V, c'est-à-dire 2 piles de 9 V en série, le point milieu commun de ces piles correspondant au point 0 de la figure 3, page 241.

b) Sur cette même figure, le transistor en essai représenté est du type NPN ; l'inverseur (en bas, à droite) aurait donc dû être représenté sur la position NPN.

c) Enfin, sur la figure 5, page 242, la diode luminescente LED marquée L2 a été représentée à l'envers ; ses connexions doivent donc être inversées.

Ces rectifications effectuées, nous pensons que l'appareil réalisé par vos soins fonctionnera correctement et que vous voudrez bien nous excuser pour ces erreurs de dessins.

RR – 03.04 : M. Christian CELLIER, 55 BAR LE DUC, nous demande des renseignements concernant diverses lampes d'émission.

Les renseignements que vous nous demandez concernant certaines lampes ont déjà été publiés dans notre revue :

QQE 03/12 : *voir n° 1692, page 118.*

QQE 03/20 : *voir n° 1692, page 118.*

QQE 06/40 : *voir n° 1610, page 84.*

QQE 04/20 : *voir n° 1610, page 84.*

Le tube QQE 03/10 ne figure pas dans notre documentation ; nous avons seulement QQV 03/10 (ou 6360) qui correspond au QQE 03/10.

Le tube QQE 06/40 peut effectivement se remplacer par le 829 B, et inversement.
Le tube 832 A correspond au tube QQE 04/20.
Les tubes QQE 03/20 et QQE 04/20 ne présentent pas de très grosses différences dans leurs caractéristiques (comparez d'après les indications données ci-dessus). Cependant, pour le QQE 03/20, la tension anodique maximale doit être dans tous les cas limitée à 600 V, alors que l'on peut atteindre 750 V pour le QQE 04/20.

RR – 02.14-F : M. Guy SOUTRENON, 69 BRON, désire connaître les caractéristiques et les brochages des circuits intégrés Motorola MG 14433 et MC 75492.

Voici les renseignements demandés :
MC 14433 : *Convertisseur analogique-numérique à 2 000 points utilisé dans la réalisation des voltmètres numériques. Brochage et schéma d'utilisation : voir figure RR-02.14 (doc. Motorola).*
MC 75492 : *Driver 6 digits ; Vss = 10 V ; entrées = 10 V max. 3,3 mA sorties = 1,2 V 50 mA. Brochage : même figure.*

RR – 03.01-F : M. Julien FAVERJON, 02 SAINT-QUENTIN, nous écrit de nouveau pour nous faire remarquer que si, dans le numéro 1713 (page 103), nous lui avons bien donné les caractéristiques du circuit intégré TDA 2582, nous avons omis de lui indiquer le brochage avec schéma d'application.

Il s'agit là d'un oubli bien involontaire dont vous voudrez bien nous excuser. Voici donc les caractéristiques essentielles du TDA 2582, avec brochage et schéma d'application sur la figure RR-03.01 :
TDA 2582 : *circuit intégré destiné à la commande des alimentations des téléviseurs assurant également la commande de l'étage de déviation horizontale. Il présente les fonctions suivantes (doc. R.T.C.) :*
– *oscillateur horizontal commandé en tension ;*
– *détecteur de phase ;*

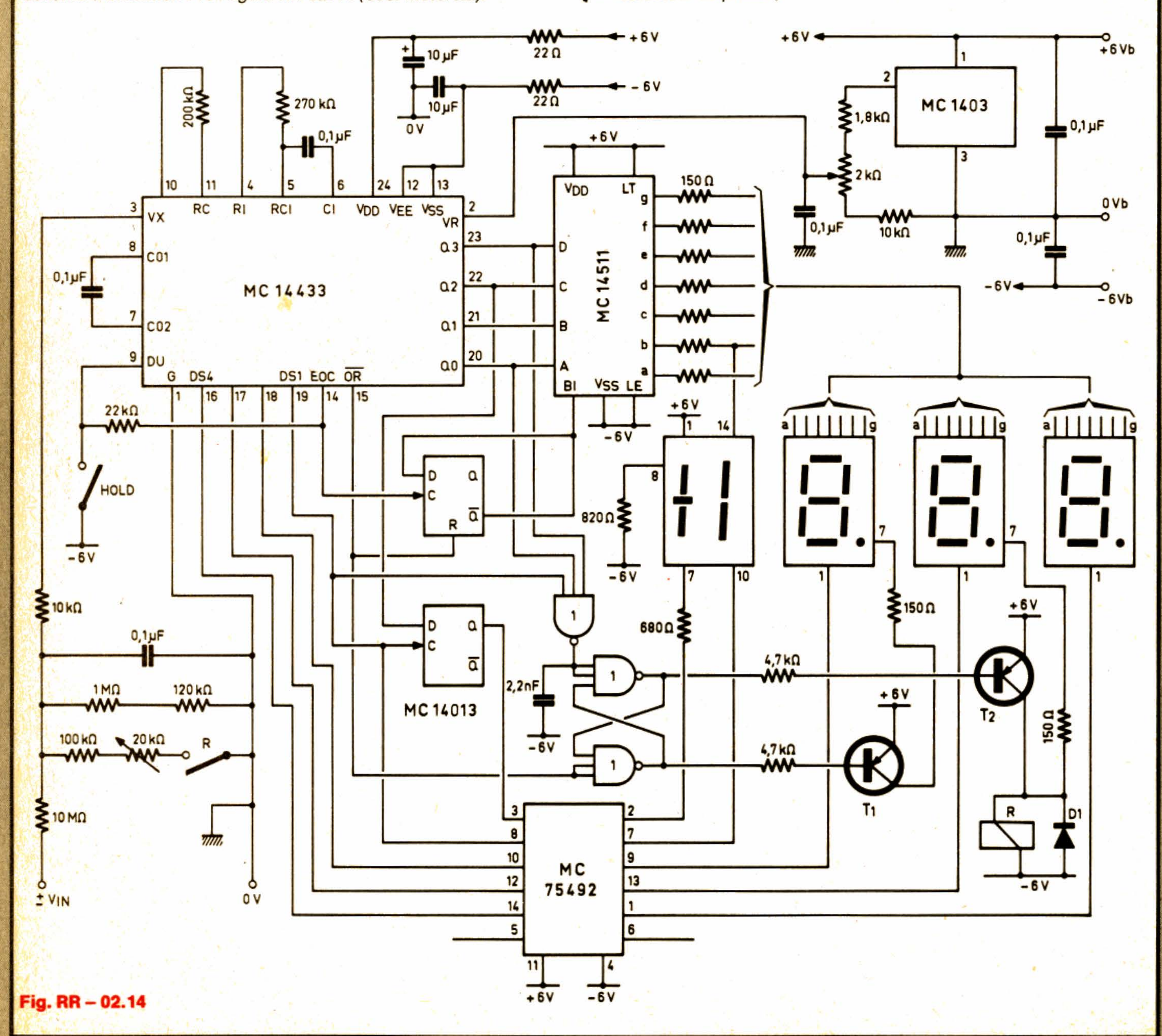


Fig. RR – 02.14

– commande du rapport cyclique sur le front descendant du signal de sortie ;
– accroissement progressif du rapport cyclique de 0 à sa valeur normale ;
– rapport cyclique maximum ajustable ;
– protection contre les surtensions et les surintensités avec redémarrage automatique après coupure ;
– circuit de comptage déclenchant la coupure définitive après détection de n surtensions ou surintensités successives ;
– protection contre l'ouverture du circuit de référence ;
– protection contre les sous-intensités d'alimentation ;
– protection contre les anomalies de la boucle de contre-réaction ;
– variation dans le même sens du rapport cyclique et de la tension de contre-réaction lorsque celle-ci est inférieure de plus de 1,5 V à la tension de référence.
– possibilité de commande « marche-arrêt » à distance en mode normal ou progressif.

Caractéristiques principales :
Tension d'alimentation V9-16 = 12V ; courant d'alimentation I9 = 14 mA ; impulsion de commande horizontale V3-16 = 5 à 11 V crête à crête ; impulsion de retour lignes (courant de déviation différencié) V2-16 = 1 à 5 V crête à crête ; tension de référence externe V10-16 = 6,1 V ; tension de sortie (pour Is < 20 mA) V11-16 = 11,8 V ; courant de sortie (crête) I11 < 40 mA.
Boîtier plastique DIL 16 broches (SOT-38) où nous avons :
1 = sortie du détecteur de phase ;
2 = entrée de l'impulsion de retour « lignes » ;
3 = entrée de la fréquence de référence ;
4 = capacité de comptage de redémarrage ;
5 = réglage du démarrage progressif et caractéristique de transfert aux faibles tensions de contre-réaction ;
6 = entrée de la protection contre les surintensités ;
7 = entrée de la protection contre les surtensions ;
8 = entrée de la tension de contre-réaction ;
9 = alimentation positive ;
10 = entrée de référence ;
11 = sortie ;
12 = réglage du rapport cyclique maximal/filtrage ;
13 = réseau RC de l'oscillateur ;
14 = tension de référence de l'étage de réactance ;
15 = entrée de l'étage de réactance ;
16 = masse.

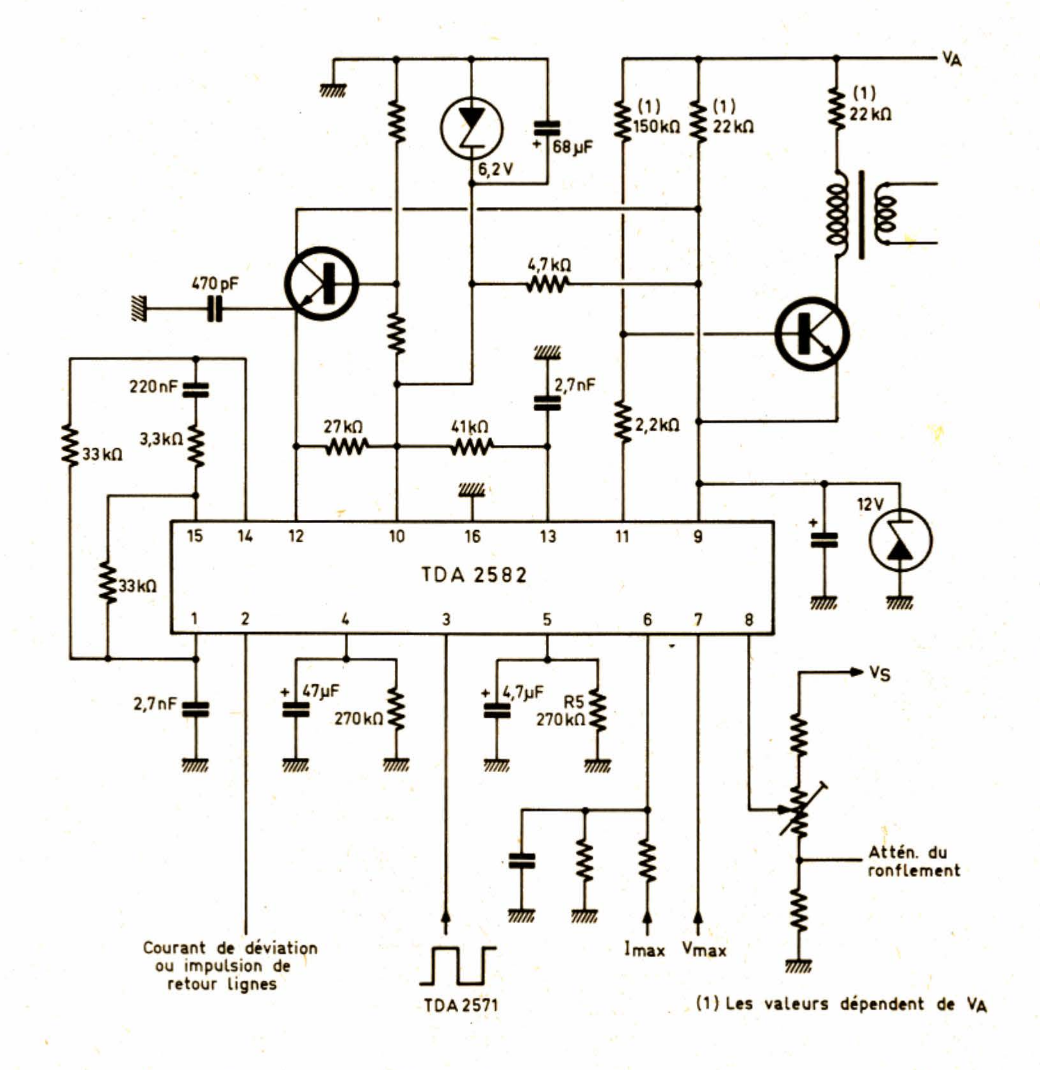


Fig. RR – 03.01